

Sigmar de Lima

**Implementação de Estratégias de Controle  
Utilizando Lógica Fuzzy e Técnicas de  
Controle Vetorial em um Software de  
Elementos Finitos**

Florianópolis  
2016



Sigmar de Lima

**Implementação de Estratégias de Controle Utilizando  
Lógica Fuzzy e Técnicas de Controle Vetorial em um  
Software de Elementos Finitos**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica na área de Processamento de Energia.

Universidade Federal de Santa Catarina

Orientador: Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.  
Co-Orientador: Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.

Florianópolis  
2016

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Lima, Sigmar de

Implementação de Estratégias de Controle Utilizando  
Lógica Fuzzy e Técnicas de Controle Vetorial em um Software  
de Elementos Finitos / Sigmar de Lima ; orientador,  
Mauricio Valencia Ferreira da Luz ; coorientador, João  
Pedro Assumpção Bastos. - Florianópolis, SC, 2016.  
221 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação  
Multidisciplinar em Saúde.

Inclui referências

1. Saúde. 2. Lógica de controle Fuzzy. 3. Motor de  
indução. 4. Controle direto do torque. 5. Método de  
elementos finitos. I. Luz, Mauricio Valencia Ferreira da.  
II. Bastos, João Pedro Assumpção. III. Universidade Federal  
de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação  
Multidisciplinar em Saúde. IV. Título.

Sigmar de Lima

## **Implementação de Estratégias de Controle Utilizando Lógica Fuzzy e Técnicas de Controle Vetorial em um Software de Elementos Finitos**

Tese de Doutorado submetida à avaliação da banca examinadora aprovada pelo colegiado do programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina e julgada adequada para a obtenção do grau de “Doutor em Engenharia Elétrica” na área de Processamento de Energia.

Florianópolis, 28 de junho de 2016.

---

**Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.**

Coordenador do Curso

Universidade Federal de Santa Catarina

---

**Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.**

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

---

**Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.**

Co-Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

**Banca Examinadora:**

---

**Prof. Silvio Ikuyo Nabeta, Dr.**

Universidade de São Paulo

---

**Prof. Patrick Dular, Dr.**

Universidade de Liège

---

**Prof. Jean Viane Leite, Dr.**

Universidade Federal de Santa Catarina

---

**Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.**

Universidade Federal de Santa Catarina

---

**Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.**

Universidade Federal de Santa Catarina

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,  
quando pequenas, sonharam em se tornar cientistas.*

*“É muito melhor lançar-se em busca de conquistas grandiosas, mesmo  
expondo-se ao fracasso, do que alinhar-se com os pobres de espírito, que  
nem gozam muito nem sofrem muito, porque vivem numa penumbra  
cinzenta, onde não conhecem nem vitória, nem derrota.”*

*(Theodore Roosevelt)*





# AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a realização desta tese.

Inicialmente minha família, por sempre ter me apoiado nas minhas escolhas e por me terem dado a possibilidade de fazer a minha formação, mesmo com muitas dificuldades e sacrifício pessoal.

Aos meus orientadores, prof. Dr. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, prof. Dr. João Pedro Assumpção Bastos e prof. Dr. Patrick Dular, pela oportunidade, pelo conhecimento compartilhado e por ter me guiado ao longo desta pesquisa. Agradeço também por ter me proporcionado a realização do estágio sanduíche na ULg (Universidade de Liège),

Aos membros do Département d'Electricité, Electronique et Informatique do Institut Montefiore da Université de Liège, na Bélgica, um período de grande crescimento pessoal e profissional.

Ao Prof. Dr. Silvio Ikuyo Nabeta por ter sido o Relator da Tese, por suas contribuições e disponibilidade.

Aos professores presentes na banca pela disponibilidade, atenção e contribuição.

Agradeço ao GRUCAD (Grupo de Análise e Concepção de Dispositivos Eletromagnéticos) e demais professores do grupo ainda não citados, pelos exemplos de dedicação, compromisso e notório saber, me forneceram a base teórica necessária para que este trabalho pudesse ser concluído.

Ao CNPQ pelo suporte financeiro oferecido como apoio para o desenvolvimento desta tese.

E por fim à todos os meus amigos, cujos nomes não cito explicitamente com medo de esquecer-me de algum deles, pelas intermináveis discussões não somente de cunho técnico e pelo apoio em todos os momentos bons e ruins desta jornada descontração.



*“O cientista não pretende alcançar um resultado imediato. Ele não espera que suas ideias avançadas sejam imediatamente aceitas. Seus trabalhos são como sementes para o futuro. Seu dever é lançar as bases para aqueles que estão por vir e apontar o caminho. O dia em que descobrirmos exatamente o que é a eletricidade, isso irá marcar um evento provavelmente maior, mais importante que qualquer outro na História da Humanidade. Então, será apenas uma questão de tempo para que o Homem consiga ligar suas máquinas diretamente à própria natureza. Imagine o que está por vir...”*

(Nikola Tesla)



# RESUMO

Este trabalho versa sobre a implementação de técnicas de controle no software de elementos finitos GetDP. Dois tipos de controles são programados: o controle de lógica Fuzzy, que é aplicado em uma suspensão eletromagnética, e o controle direto de torque (DTC) em cascata com um controle PI para a velocidade, aplicado em um motor de indução trifásico. Neste mesmo motor é aplicado um controlador Fuzzy-DTC substituindo o controle direto do torque e um controle Fuzzy substituindo o controlador PI da velocidade. O controlador utilizado na modelagem da suspensão eletromagnética é o modelo Fuzzy Takagi-Sugeno e os resultados são obtidos com uma formulação magnetostática aplicada em um domínio de cálculo axissimétrico. Os resultados de corrente, deslocamento e velocidade da suspensão permitem concluir que o controle implementado satisfaz aos requisitos do projeto. Em seguida, uma formulação magnetodinâmica 2D é usada para modelar o motor de indução trifásico. Inicialmente, a modelagem do motor de indução é validada comparando alguns resultados de simulação com resultados medidos. Posteriormente, simula-se o motor de indução com o controle direto de torque em cascata com um controle PI para a velocidade. Em busca de melhores resultados para o controle, são feitas algumas variações da tabela de chaveamento ótimo do controle direto do torque e a implementação de dois inversores de 3 e 5 níveis. Depois, obtêm-se os resultados para o motor com o controlador Fuzzy-DTC e o controlador Fuzzy para a velocidade. O controlador utilizado é o modelo Fuzzy Mamdani. Por fim, simula-se o motor de indução e seu controle considerando o motor conectado a uma carga. Os resultados do torque e da velocidade do motor permitem concluir que os controladores programados para o motor de indução satisfazem aos requisitos deste projeto. Todas as simulações realizadas levam em conta o movimento, o circuito de alimentação, as equações mecânicas e a não linearidade do material ferromagnético.

**Palavras-chave:** Mecanismo de suspensão magnética; Lógica de controle Fuzzy; Motor de indução; Controle direto do torque; Método de elementos finitos.



# ABSTRACT

This work deals with the implementation of control techniques in GetDP software, which is a free finite element solver. Two types of controls are programmed: the Fuzzy logic control, which is applied to an electromagnetic suspension; and the cascade direct torque control (DTC) with a PI speed control, which is applied to a three-phase induction motor. In this same motor, it's applied a Fuzzy controller replacing the direct torque control and a Fuzzy control replacing the PI speed controller. The controller used in the electromagnetic suspension modeling is a Takagi-Sugeno Fuzzy model and the results are obtained with a magnetostatic formulation applied to an axi-symmetrical calculation domain. The current, displacement and speed results of the electromagnetic suspension lead to the conclusion that the implemented control satisfies the project requirements. Then, a 2D magnetodynamic formulation is used to model the three-phase induction motor. Initially, the induction motor modeling is validated by comparing some simulation results with measured ones. After, an induction motor using a cascade direct torque control with a PI speed control is simulated. Looking for better results for the control some switching table variations of the direct torque control are made, and the implementation of two inverters of the 3 and 5 levels. Next, the results of the motor with the DTC-Fuzzy controller and Fuzzy controller for speed are obtained. The inference system used is Mamdani Fuzzy model. Finally, the induction motor and its control considering the motor connected to a load is simulated. The torque and speed results of the three-phase induction motor lead to the conclusion that the programmed controllers satisfy the project requirements. All the performed simulations consider the movement, the coupling with circuit equations, the mechanical equations and the nonlinearity of magnetic materials.

**Key-words:** Magnetic suspension mechanism; Fuzzy logic control; Induction motor; Direct torque control; Finite element method.





# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Estrutura de Definição do Problema do GetDP . . . .	42
Figura 2 – Orientação dos Contornos Fechados $\gamma$ . . . . .	44
Figura 3 – Domínio Estudado: (a) Grandezas Elétricas e (b) Grandezas Magnéticas . . . . .	45
Figura 4 – Superfície $\Gamma$ Entre Dois Meios Contínuos $\Omega_1$ e $\Omega_2$ . .	46
Figura 5 – Domínio $\Omega$ e Suas Respectivas Sub-regiões . . . . .	48
Figura 6 – Modelo de um Indutor com Fonte de Força Eletro- motriz em $\Omega_{g,i}$ . . . . .	51
Figura 7 – Solenoide com Simetria Axial . . . . .	59
Figura 8 – Condições de Periodicidade . . . . .	62
Figura 9 – Utilização de Dois Referenciais . . . . .	63
Figura 10 – Elementos da Banda de Movimento . . . . .	66
Figura 11 – Função de Pertinência Triangular . . . . .	74
Figura 12 – Função de Pertinência Trapezoidal . . . . .	74
Figura 13 – Função de Pertinência S-forma . . . . .	75
Figura 14 – Função de Pertinência Sigmoidal . . . . .	76
Figura 15 – Produto de Duas Funções de Pertinência Sigmoidal	77
Figura 16 – Diferença de Duas Funções de Pertinência Sigmoidal	77
Figura 17 – Função de Pertinência Z-forma . . . . .	78
Figura 18 – Função de Pertinência $\pi$ -forma . . . . .	79
Figura 19 – Função de Pertinência Sino . . . . .	80
Figura 20 – Função de Pertinência Gaussiana . . . . .	81
Figura 21 – União de Dois Conjuntos Fuzzy . . . . .	82
Figura 22 – Interseção de Dois Conjuntos Fuzzy . . . . .	83
Figura 23 – Complemento de Um Conjunto Fuzzy . . . . .	84
Figura 24 – Variáveis Linguísticas . . . . .	85
Figura 25 – Arquitetura do Controlador Fuzzy . . . . .	86
Figura 26 – Motor de Indução Trifásico Corte . . . . .	92
Figura 27 – Motor de Indução Trifásico Visão Expandida . . . .	93
Figura 28 – Motor de Indução Trifásico - Rotor e Estator Expandido	93
Figura 29 – Diagrama de Bloco do Método de Controle Direto do Torque . . . . .	96
Figura 30 – Inversor de Tensão de Seis Pulsos . . . . .	97
Figura 31 – Estágios de Chaveamento do Inversor de Tensão . .	98
Figura 32 – Histerese do Fluxo . . . . .	99
Figura 33 – Histerese do Torque . . . . .	99

Figura 34 – Vetores Espaciais de Comutação da Tensão . . . . .	102
Figura 35 – Modelo da Suspensão . . . . .	104
Figura 36 – Corte do Modelo da Suspensão (Partes) . . . . .	104
Figura 37 – Corte do Modelo da Suspensão . . . . .	105
Figura 38 – Modelo de Uma Mola . . . . .	106
Figura 39 – Modelo de Um Amortecedor . . . . .	107
Figura 40 – Modelo do 1/4 de Veículo . . . . .	108
Figura 41 – Curva $B \times H$ . . . . .	109
Figura 42 – Malha do Domínio de Estudo Usada no Programa GetDP . . . . .	110
Figura 43 – Distribuição da Indução Magnética no Domínio de Estudo . . . . .	111
Figura 44 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipoten- ciais) . . . . .	112
Figura 45 – Modelo Fuzzy . . . . .	113
Figura 46 – Função de Pertinência Referente ao Deslocamento .	113
Figura 47 – Função de Pertinência Referente à Velocidade . . . .	114
Figura 48 – Força Aplicada pelo Solo na Suspensão . . . . .	115
Figura 49 – Modelo do Diagrama de Blocos . . . . .	116
Figura 50 – Densidade de Corrente da Bobina Central . . . . .	117
Figura 51 – Densidade de Corrente da Bobina 1 . . . . .	118
Figura 52 – Densidade de Corrente da Bobina 2 . . . . .	118
Figura 53 – Densidade de Corrente da Bobina 3 . . . . .	119
Figura 54 – Densidade de Corrente da Bobina 4 . . . . .	119
Figura 55 – Deslocamento Controlado . . . . .	121
Figura 56 – Velocidade do Sistema . . . . .	121
Figura 57 – Curva $B \times H$ Aço IEC80 MITr - 1cv . . . . .	122
Figura 58 – Malha do MIT . . . . .	123
Figura 59 – Velocidade Referente à Partida do MITr . . . . .	124
Figura 60 – Torque Referente à Partida do MITr . . . . .	124
Figura 61 – Partida do MITr: Valores Medidos (Tensão de Linha e Corrente em Vermelho) . . . . .	125
Figura 62 – Partida do MITr: Valores Simulados no GetDP (Ten- são de Linha e Corrente em Vermelho) . . . . .	125
Figura 63 – Distribuição da Indução Magnética no Domínio de Estudo . . . . .	126
Figura 64 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipoten- ciais) no Domínio de Estudo . . . . .	127
Figura 65 – Componentes $\alpha\beta$ das Correntes do Estator . . . . .	128
Figura 66 – Diagrama de Blocos do MITr com o Controle Direto de Torque e o Controlador PI . . . . .	132

Figura 67 – Tensões de Fase Conversor de Dois Níveis - MITr . . . . .	133
Figura 68 – Ação de Controle das Tensões de Linha Aplicada no Enrolamento da Fase a do Estator (Inversor 2 Níveis) - MITr . . . . .	134
Figura 69 – Fluxo do Estator Estimado e Controlado . . . . .	134
Figura 70 – Fluxo $\alpha \times \beta$ . . . . .	135
Figura 71 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr (Sem o Controle de Velocidade) . . . . .	136
Figura 72 – Velocidade do MITr na Partida com Controlador DTC (Sem o Controle de Velocidade) . . . . .	136
Figura 73 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr . . . . .	137
Figura 74 – Velocidade do MITr na Partida com Controlador DTC . . . . .	137
Figura 75 – Vetores Espaciais de Comutação da Tensão Modificado	138
Figura 76 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC Modificada . . . . .	139
Figura 77 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC Modificada . . . . .	139
Figura 78 – Vetores Espaciais de Comutação da Tensão Modificado - 12 Setores . . . . .	141
Figura 79 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC com 12 Setores . . . . .	143
Figura 80 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC com 12 Setores . . . . .	143
Figura 81 – Histerese do Fluxo - Dois Níveis . . . . .	144
Figura 82 – Histerese do Torque - Quatro níveis . . . . .	144
Figura 83 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC com 12 Setores - após alteração no número de níveis das histereses . . . . .	145
Figura 84 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC com 12 Setores - Após Alteração no Número de Níveis das Histereses . . . . .	147
Figura 85 – Inversor de Tensão de Três Níveis . . . . .	147
Figura 86 – Vetores Gerados por Um Inversor de Tensão de Três Níveis . . . . .	148
Figura 87 – Tensões de Fase Conversor de Três Níveis - MITr . . . . .	149
Figura 88 – Ação de Controle Das Tensões de Linha Aplicada no Enrolamento da Fase do Estator (Inversor 3 Níveis) - MITr . . . . .	149
Figura 89 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC com 12 Setores . . . . .	150

Figura 90 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC com 12 Setores . . . . .	150
Figura 91 – Diagrama de Blocos do MITr com o Fuzzy-DTC e o Controlador PI . . . . .	151
Figura 92 – Função de Pertinência de Entrada - Erro do Fluxo .	152
Figura 93 – Função de Pertinência de Entrada - Erro do Torque	152
Figura 94 – Função de Pertinência de Entrada - Setores . . . . .	153
Figura 95 – Função de Pertinência de Saída - Vetores de Tensão	154
Figura 96 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC . . . . .	155
Figura 97 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC . . . . .	155
Figura 98 – Diagrama de blocos do MITr com o Controle Direto de Torque e o Controlador PI . . . . .	156
Figura 99 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC - PI <i>Anti – Windup</i> . . . . .	157
Figura 100 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC - PI <i>Anti – Windup</i> . . . . .	158
Figura 101 – Função de Pertinência - Erro da Velocidade . . . . .	158
Figura 102 – Função de Pertinência - Derivada do Erro da Velocidade	159
Figura 103 – Função de Pertinência - Saída do Controle de Velocidade	159
Figura 104 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI . . . . .	161
Figura 105 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI	162
Figura 106 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI . . . . .	163
Figura 107 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI	163
Figura 108 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) na Partida do Motor com Controle + Carga $t=0,05$ [s] . . . . .	165
Figura 109 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) na Partida do Motor com Controle + Carga $t=0,12$ [s] . . . . .	165
Figura 110 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) na Partida do Motor sem Controle $t=0,1$ [s] . . . . .	166
Figura 111 – Distribuição da Indução Magnética na Partida do Motor com Controle + carga $t=0,05$ [s] . . . . .	166
Figura 112 – Distribuição da Indução Magnética na Partida do Motor com Controle + Carga $t=0,12$ [s] . . . . .	167
Figura 113 – Distribuição da Indução Magnética na Partida do Motor sem Controle $t=0,1$ [s] . . . . .	167

Figura 114–Código da Função de Pertinência vn4 Referente à Velocidade no GetDP . . . . .	193
Figura 115–Aplicação dos Operadores Fuzzy no GetDP . . . . .	193
Figura 116–Aplicação do Método de Defuzzificação <i>Wtaver</i> no GetDP . . . . .	194
Figura 117–Aplicação do Controlador no GetDP . . . . .	194
Figura 118–Sinal de Entrada no GetDP . . . . .	194
Figura 119–Formulação Mecânica Implementada no GetDP . . . . .	195
Figura 120–Inicialização dos Valores Estimados do Fluxo e Torque	195
Figura 121–Restrições do Fluxo Alfa e Beta . . . . .	196
Figura 122–Funções de Espaço Fluxo Alfa e Beta . . . . .	196
Figura 123–Formulação Mecânica: Fluxo Alfa e Beta . . . . .	197
Figura 124–Transformada de Clarke Alfa e Beta . . . . .	197
Figura 125–Pós-Cálculo: Estimação do Fluxo e Torque . . . . .	198
Figura 126–Pós-Cálculo: Ângulo do Fluxo Estimado . . . . .	198
Figura 127–Função: Cálculo do Setor . . . . .	198
Figura 128–Histerese do Fluxo no GetDP . . . . .	199
Figura 129–Histerese do Fluxo no GetDP . . . . .	199
Figura 130–Tabela de Chaveamento no GetDP . . . . .	199
Figura 131–Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sa no GetDP	200
Figura 132–Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sb no GetDP	201
Figura 133–Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sc no GetDP	202
Figura 134–Aplicação dos Comandos no GetDP . . . . .	203
Figura 135–Inicialização das Variáveis do Controle de Velocidade no GetDP . . . . .	203
Figura 136–Restrições do Controle de Velocidade no GetDP . . . . .	203
Figura 137–Funções de Espaço do Controle de Velocidade no GetDP . . . . .	204
Figura 138–Controle de Velocidade na Formulação Mecânica do GetDP . . . . .	205
Figura 139–Controle de velocidade: Pós-Cálculo Formulação Mecânica do GetDP . . . . .	205
Figura 140–Controle de Velocidade: Função de Saturação de Entrada do Controlador DTC no GetDP . . . . .	206
Figura 141–Inicialização das Funções de Pertinência no GetDP - 1	206
Figura 142–Inicialização das Funções de Pertinência no GetDP - 2	207
Figura 143–Inicialização das Funções de Pertinência do Fluxo . . . . .	207
Figura 144–Operadores Fuzzy . . . . .	207
Figura 145–Regras Fuzzy - Operadores . . . . .	207
Figura 146–Função de Pertinência da Saída e Implicação - GetDP	208
Figura 147–Agregação DTC - GetDP . . . . .	208

Figura 148–Defuzzificação DTC - GetDP . . . . .	208
Figura 149–Escolha do Método de Defuzzificação - GetDP . . .	209
Figura 150–Defuzzificação - GetDP . . . . .	209
Figura 151–Defuzzificação Centroide - GetDP . . . . .	209
Figura 152–Defuzzificação Bissetor, SOM e LOM - GetDP . . .	210
Figura 153–Defuzzificação MOM - GetDP - Parte 1 . . . . .	210
Figura 154–Resposta da Defuzzificação- GetDP . . . . .	210
Figura 155–Defuzzificação MOM - GetDP . . . . .	210
Figura 156–Complexo De Rham em Três Dimensões sobre $\Omega$ - Domínio, Alcance e Núcleo de Operadores $\text{grad}$ , $\text{rot}$ e $\text{div}$ . . . . .	213

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela de Chaveamento Ótimo . . . . .	100
Tabela 2 – Itens da Suspensão . . . . .	106
Tabela 3 – Dados de placa e de simulação do MITr . . . . .	122
Tabela 4 – MITr - Dados Geométricos do Motor . . . . .	123
Tabela 5 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sa . . . . .	130
Tabela 6 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sb . . . . .	131
Tabela 7 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sc . . . . .	131
Tabela 8 – Tabela de Chaveamento Ótimo Modificada . . . . .	138
Tabela 9 – Tabela de Chaveamento Ótimo para 12 Setores . . . . .	140
Tabela 10 – Tabela de Chaveamento Ótimo para 12 setores: Aumento no Número de Níveis nas Histereses do Torque e do Fluxo . . . . .	142
Tabela 11 – Tabela de Chaveamento Ótimo para 12 setores - Inversor de 3 Níveis . . . . .	146
Tabela 12 – Tabela de Regras Fuzzy - Velocidade . . . . .	160





# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MIT	Motor de Indução Trifásico
MITr	Motor de Indução Trifásico Barras Retas
DTC	Controle Direto de Torque
ST-DTC	Controle Direto do Torque com Tabela de chaveamento
MEF	Método de Elementos Finitos
FEM	Força Eletromotriz
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada



# LISTA DE SÍMBOLOS

$\vec{x}$	Ponto do Espaço
$t$	Instante de Tempo [s]
$L^2(\Omega)$	Espaço das Funções Escalares de Quadrado Integrável sobre $\Omega$
$\vec{L}^2(\Omega)$	Espaço das Funções Vetoriais de Quadrado Integrável sobre $\Omega$
$\vec{H}(\text{div}, \Omega)$	Espaço do Operador $\text{div}$
$H(\text{grad}, \Omega)$	Espaço do Operador $\text{grad}$
$\vec{H}(\text{rot}, \Omega)$	Espaço do Operador $\text{rot}$
$\vec{H}$	Campo Magnético [A/m]
$\vec{H}_{s,i}$	Campo Magnético Fonte para o Indutor $i$ [A/m]
$\vec{B}$	Indução Magnética [T]
$\vec{B}_r$	Indução Magnética Remanente [T]
$\vec{E}$	Campo Elétrico [V/m]
$\vec{D}$	Densidade de Fluxo Elétrico ou Indução Elétrica [C/m <sup>2</sup> ]
$\vec{J}$	Densidade de Corrente [A/m <sup>2</sup> ]
$\vec{J}_{s,i}$	Densidade de Corrente Elétrica para o Indutor $i$ [A/m <sup>2</sup> ]
$N$	Conjunto dos Nós da Malha
$N_i$	Número de Espiras do Indutor $i$
$V_i$	Tensão no Indutor $i$
$R_i$	Resistência Ôhmica do Indutor $i$ [ $\Omega$ ]

$S_i$	Área Superficial do Indutor $i$ [ $m^2$ ]
$v$	Velocidade de Rotação ou de Translação
$\vec{A}$	Potencial Vetor Magnético [ $Wb/m$ ]
$V$	Potencial Escalar Elétrico [ $V$ ]
$R$	Resíduo (Função Escalar)
$\vec{W}$	Função Teste Vetorial
$\vec{R}$	Resíduo (Função Vetorial)
$n$	Campo de Vetores Unitários Normal à Superfície
$\Omega$	Domínio Limitado do Espaço Euclidiano Tridimensional
$\Omega_c$	Domínio Condutor
$\Omega_i$	Domínio Contendo Ímãs Permanentes
$\Omega_s$	Domínio Contendo os Indutores Finos
$\Omega_g$	Domínio Contendo os Indutores Maciços
$\Omega_c^C$	Domínio não Condutor
$\Gamma$	Fronteira de $\Omega$ ( $= \partial\Omega$ )
$\Gamma_B$	Fronteira Associada à Fronteira de Referência
$\Gamma_A$	Fronteira de Referência
$\rho$	Densidade de Carga Elétrica [ $C/m^3$ ]
$\Psi$	Fluxo Magnético Concatenado [ $Wb$ ]
$\Phi$	Força Magnetomotriz [ $Ae$ ]
$\eta$	Função Escalar Qualquer
$\phi'$	Função Teste Escalar
$\mu$	Permeabilidade Magnética [ $H/m$ ]
$\mu_o$	Permeabilidade Magnética do Ar [ $H/m$ ]
$\nu$	Relutividade Magnética [ $m/H$ ]

$\varepsilon$	Permissividade Elétrica [ $F/m$ ]
$\Sigma$	Superfície entre Dois Meios Contínuos
$\partial t$	Derivada no Tempo
$c$	Complemento
<b>grad</b>	Gradiente
<b>rot</b>	Rotacional
<b>div</b>	Divergente
$\cdot$	Produto escalar
$\times$	Produto vetorial
$\in$	Pertence
$\forall$	Para Todo
$\notin$	Não Pertence
$\subset$	Está Contido
$\supset$	Contém



# SUMÁRIO

	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>33</b>
<b>1</b>	<b>MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS E FORMULAÇÕES</b>	<b>41</b>
1.1	Introdução	41
1.2	Gmsh	41
1.3	GetDP	41
1.4	Equações de Maxwell	42
1.4.1	Equações Constitutivas	43
1.5	Condição de Contorno	43
1.5.1	Condições Homogêneas	45
1.5.2	Condições de Transmissão de Campos	46
1.5.3	Condições Globais	47
1.6	Suposições e Definições	47
1.6.1	Região Limitada $\Omega$	48
1.6.2	Sub-Regiões de $\Omega$	48
1.7	Notações Matemáticas	52
1.7.1	Simplificações	52
1.7.2	Fórmulas de Green	52
1.8	Formulações	53
1.8.1	Magnetostática	53
1.8.2	Magnetodinâmica	54
1.9	Discretização pelo Método de Elementos Finitos	56
1.9.1	Funções de Base	56
1.10	Discretização das Formulações	58
1.10.1	Problema da Magnetostática	58
1.10.2	Problema da Magnetodinâmica	60
1.11	Condições de Contorno Periódicas e Anti-periódicas	61
1.12	Métodos para Considerar o Movimento	62
1.12.1	Métodos Integrais	63
1.12.2	Métodos de Recolagem das Malhas	64
1.12.3	Técnicas de Remalhagem	65
1.13	Equações Mecânicas	66
1.14	Acoplamento Entre as Equações de Campo e a Equação de Circuito Elétrico	67
1.15	Não-linearidade	68

1.15.1	Método das Aproximações Sucessivas . . . . .	69
1.15.2	Método de Newton-Raphson . . . . .	69
<b>1.16</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>70</b>
<b>2</b>	<b>CONTROLADORES . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>2.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>2.2</b>	<b>Controlador Fuzzy . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>2.3</b>	<b>Conjuntos Fuzzy . . . . .</b>	<b>72</b>
2.3.1	Função de Pertinência . . . . .	73
2.3.2	Propriedades . . . . .	80
<b>2.4</b>	<b>Variáveis Linguísticas . . . . .</b>	<b>83</b>
<b>2.5</b>	<b>Estrutura do Controlador Fuzzy . . . . .</b>	<b>85</b>
2.5.1	Fuzzificação . . . . .	85
2.5.2	Regras Fuzzy . . . . .	86
2.5.3	Inferência . . . . .	87
2.5.4	Defuzzificação . . . . .	89
<b>2.6</b>	<b>Motor de Indução Trifásico . . . . .</b>	<b>91</b>
2.6.1	Controle Direto de Torque (DTC) do Motor de Indução Trifásico . . . . .	91
<b>2.7</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>102</b>
<b>3</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS . . . . .</b>	<b>103</b>
<b>3.1</b>	<b>Introdução . . . . .</b>	<b>103</b>
<b>3.2</b>	<b>Suspensão Eletromagnética . . . . .</b>	<b>103</b>
3.2.1	Simulação . . . . .	108
<b>3.3</b>	<b>Simulação do Motor de Indução . . . . .</b>	<b>120</b>
3.3.1	Controle - MITr . . . . .	126
<b>3.4</b>	<b>Considerações Finais . . . . .</b>	<b>164</b>
	<b>CONCLUSÕES . . . . .</b>	<b>169</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>173</b>
	<b>APÊNDICES . . . . .</b>	<b>181</b>
	<b>APÊNDICE A – REGRAS DO CONTROLADOR FUZZY . . . . .</b>	<b>183</b>



APÊNDICE B – CÓDIGO DOS CONTROLADORES NO PROGRAMA DE ELEMENTOS FINITOS . . . . .	193
--	-----

ANEXOS	211
--------	-----

ANEXO A – DECOMPOSIÇÃO DE HELMHOLTZ	213
-------------------------------------	-----

ANEXO B – GMSH / GETDP . . . . .	215
<b>B.1 Gmsh . . . . .</b>	<b>215</b>
B.1.1 Geometria . . . . .	215
B.1.2 Malha . . . . .	215
B.1.3 Solver . . . . .	216
B.1.4 Pós-Processamento . . . . .	216
<b>B.2 GetDP . . . . .</b>	<b>216</b>
B.2.1 Grupo ( <i>Group</i> ) . . . . .	217
B.2.2 Função ( <i>Function</i> ) . . . . .	217
B.2.3 Restrição ( <i>Constraint</i> ) . . . . .	217
B.2.4 Função de Espaço ( <i>FunctionSpace</i> ) . . . . .	217
B.2.5 Jacobiano ( <i>Jacobian</i> ) . . . . .	218
B.2.6 Integração ( <i>Integration</i> ) . . . . .	218
B.2.7 Formulação ( <i>Formulation</i> ) . . . . .	218
B.2.8 Resolução ( <i>Resolution</i> ) . . . . .	219
B.2.9 Pós-Cálculo ( <i>Post-Processing</i> ) . . . . .	219
B.2.10 Pós-Processamento ( <i>PostOperation</i> ) . . . . .	219



# INTRODUÇÃO

## POSICIONAMENTO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO DA PESQUISA

A procura por soluções que visem facilitar o trabalho mecânico sempre foi alvo de constante busca. Em toda a história, os dispositivos mecânicos, seguidos pelos eletromecânicos e eletromagnéticos, foram usados para estender ou mesmo aumentar a força que os braços são capazes de produzir.

A energia elétrica tem assumido papel vital na sociedade, pois é nítido que sua demanda na matriz energética tem aumentado cada vez mais sendo que a capacidade de fornecimento não se expande no mesmo ritmo. Surge então a necessidade de controles mais sofisticados para melhorar o desempenho dos dispositivos eletromagnéticos, com especial atenção à sua eficiência de conversão.

As empresas tinham como meta projetar o motor para que o mesmo tivesse sua eficiência máxima no ponto de operação conhecido como condição nominal. Quando o motor estivesse pronto, o projetista pensava no circuito de controle mais adequado. Assim, motor e controle eram concebidos separadamente. Com o avanço da tecnologia, tem sido necessário pensar no projeto do motor acoplado ao circuito de controle e tudo isso associado à aplicação do conjunto “motor e acionamento”.

Sem a utilização maciça de recursos computacionais torna-se inviável o rápido desenvolvimento de novas tecnologias e de soluções para os problemas levantados. Este fato retrata a importância das simulações computacionais na solução da maioria de problemas de engenharia.

As simulações computacionais vêm adquirindo crescente importância em, praticamente, todas as áreas de engenharia. Ao longo da maioria dos processos de desenvolvimento de novos produtos, uma redução considerável de custo, tempo e recursos consumidos em ensaios e testes experimentais pode ser obtida com a utilização de simulações numéricas. Isso significa que o produto completo deve ser modelado e seu comportamento simulado. Tal simulação deve considerar não só estruturas complicadas, mas também uma combinação de diferentes fenômenos físicos e escalas. Portanto, mesmo com o poder computacional disponível, é ainda uma tarefa desafiadora desenvolver e implementar

rápidos métodos numéricos capazes de resolver problemas multifísicos e de multiescala com um alto grau de confiança e precisão.

Diversos problemas reais de engenharia são sistemas que sempre envolvem a interação e o acoplamento de diferentes domínios físicos (tais como: transferência de calor, elasticidade, fluido-dinâmica, eletromagnetismo, eletroquímicos etc.), o que não é uma tarefa simples, observando que efeitos de não linearidades seguidamente precisarem ser levados em consideração. Os métodos numéricos são utilizados para encontrar soluções aproximadas para problemas nos quais as soluções analíticas são difíceis. Entre eles, o método de elementos finitos (MEF) é atualmente um dos mais importantes métodos numéricos utilizados para se obter a solução de problemas físicos formulados por meio de equações diferenciais parciais de segunda ordem. Teve sua origem em 1909, quando Ritz desenvolveu um método para soluções de problemas mecânicos e deformações dos sólidos. Em 1943 Courant adicionou as equações lineares, a definição de regiões triangulares e aplicou o método para definições de problemas de torção. A principal restrição foi eliminada com a definição dos valores antes desconhecidos como os nós das extremidades dos triângulos, (TAN *et al.*, 2011). Nessa mesma década surgiu a formulação variacional para descrever fenômenos físicos em termos de minimização da energia total.

Como resultado de várias pesquisas, surgiu um método de análise em que as equações são aproximadas por simples regiões (triângulos, quadriláteros, tetraedros, etc.). Estas regiões são reunidas de modo que o equilíbrio e a continuidade são satisfeitos com os comunicantes pontos nodais do domínio. Esse método ficou conhecido mais tarde como método de elemento finitos (MEEK, 1996).

Inicialmente o MEF não era muito utilizado devido à sua complexidade matemática e necessitava de computadores de alta capacidade. A constante busca de códigos eficientes pela comunidade científica fez surgir novas tecnologias e algoritmos para os diferentes estágios envolvidos em uma simulação, abrangendo desde o processo de geração de malha, passando pela solução de sistemas de equações lineares e não lineares oriundos da discretização até chegar ao estágio de pós-processamento.

Somente por volta de 1970 que o MEF passou a ser empregado ao eletromagnetismo de forma ampla (SILVESTER; CHARI, 1970; CHARI; SILVESTER, 1980). Entretanto, vários desafios surgiram com a necessidade de se modelar dispositivos eletromagnéticos cada vez mais complexos.

Assim, por exemplo, para se adequar o projeto do motor para mais de um ponto de operação, em uma curva formada por vários

pontos, torna-se necessária a verificação do efeito do circuito de controle sobre o comportamento do campo magnético dentro do dispositivo eletromagnético associado. Essa análise deve levar em conta o movimento do dispositivo, o circuito de alimentação, as equações mecânicas e a técnica de controle aplicada. É dentro desse contexto que se insere esta Tese de Doutorado.

Geralmente no “MEF” é necessário que os usuários repitam as simulações, alterando condições até que se chegue em um resultado aceitável ou otimizado (OSAKADA; WANG; MORI, 1995).

Muitos artigos surgiram com o intuito não só de melhorar o resultado como também adicionar um sistema de análise mais completo, podendo proporcionar aos usuários um resultado mais próximo do prático.

A dificuldade de implementação do controle em dispositivos eletromagnéticos fez com que muitos autores procurassem maneiras diferentes de análises. Por exemplo, para analisar um motor com o controle direto do torque (DTC), Nerg et al. (2002) mediram as correntes do motor utilizando um emulador baseado em DSP (*Digital Signal Processor*). Os cálculos emulados da corrente do estator são aplicados diretamente ao código de elementos finitos. Como resultado obteve-se que as perdas desse motor controlado pelo DTC, em velocidade média são mais elevadas do que as operações sem carga; e a maior parte delas, no rotor sem carga, ocorre no ferro maciço do rotor. Em algumas circunstâncias, a saída é simplificar o modelo dinâmico dos dispositivos. Wang e Mills (2004) propuseram o projeto de controle de vibrações nas ligações flexíveis de mecanismos leves de alta velocidade. Utiliza-se a formulação de elementos finitos de Lagrange para o modelo dinâmico e após, incorpora-se o modelo eletromecânico linear. Este modelo foi simplificado para simular o mesmo com um controle de vibração ativa de ligações flexíveis em uma plataforma paralela, plana e de alta velocidade. Enquanto há situações que, a utilização de outros software para adicionar o controle é uma solução, como realizada por Kanerva et al. (2006), que acoplou o modelo de um motor elétrico utilizando o método de elementos finitos com um modelo do conversor de frequência e um sistema de controle de circuito fechado implementados no SIMULINK®. Em muitos casos o projeto é realizado analiticamente com uma complementação na análise em elementos finitos ou ao contrário. Boldea et al. (2010) projetou uma nova máquina sem escovas com um único enrolamento estator, rotor duplo de ímã permanente e entreferro axial. Iniciou-se utilizando o método de elementos finitos para uma análise preliminar do torque e no final foi necessário criar um modelo em SIMULINK® para analisar

as dinâmicas controladas. [Tutelea et al. \(2013\)](#) projetaram um gerador analiticamente para aplicar um sistema de controle e atingir o funcionamento de toda a gama de velocidade com capacidade reduzida de energia para aplicações em geração eólica ou hidrelétricas. O MEF em 2D foi usado para provar a eficácia das equações de projeto e para encontrar as principais características da máquina.

## PROPOSTA DE TESE E OBJETIVOS

O Grupo de Conceção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD), do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC, aborda diversos temas de estudo. Dentre eles, encontra-se o cálculo de campos por meio do método de elementos finitos. A seguir, elencam-se alguns trabalhos efetuados no GRUCAD, e em particular aqueles que levam em conta o movimento e/ou o acoplamento de circuito:

- a) A tese de [Sadowski \(1993a\)](#) intitulada “Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des equations du champ en tenant compte du mouvement et du circuit d’alimentation” \_orientador Professor Dr. Michel Lajoie-Mazenc\_ foi a pioneira no uso do módulo do software EFCAD, o qual é responsável pela modelagem de máquinas elétricas. A implementação foi realizada usando a formulação magnetodinâmica 2D em potencial vetor magnético, levando em conta o circuito de alimentação. Esse trabalho apresenta um estudo extenso sobre os diversos métodos para o cálculo do torque em função do movimento, considerando deslocamentos pequenos da parte móvel. Para levar em conta o movimento, utilizou-se o método da banda de movimento.
- b) A tese de [Luz \(2003\)](#) intitulada “Desenvolvimento de um software para cálculo de campos eletromagnéticos 3D utilizando elementos de aresta, levando em conta o movimento e o circuito de alimentação” \_orientado pelos Prof. Dr. Nelson Sadowski, co-orientador Prof. Dr. João Pedro Assumpção Bastos, e no exterior pelo Dr. Patrick Dular\_ aborda o desenvolvimento e a implementação de um método de análise 3D de dispositivos eletromagnéticos considerando o circuito de alimentação. A modelagem do dispositivo eletromagnético é realizada usando o método de elementos finitos 3D e o equacionamento do circuito é feito em variáveis de espaço de estados. Consegue-se um acoplamento forte entre os dois sistemas de equações, utilizando-se as grandezas comuns a ambos, as correntes e as tensões nos enrolamentos do dispositivo

eletromagnético. O movimento do rotor é modelado através do método da banda de movimento no qual uma alocação dinâmica das condições de periodicidade ou anti-periodicidade é realizada. A validação das ferramentas desenvolvidas neste trabalho foi obtida utilizando-se três tipos de máquinas à ímãs permanentes com topologias de fluxo radial, axial e transversal. Esse trabalho foi desenvolvido nos softwares Gmsh (*a three-dimensional finite element mesh generator with built-in pre and post-processing facilities*) que é um pré e pós-processador e o GetDP (*a general environment for the treatment of discrete problems*) que é o *solver*. O trabalho foi implementado usando-se a formulação  $\vec{A} - V$  e a formulação  $\vec{H} - \phi$ .

- c) A tese de [Oliveira \(2004\)](#) intitulada “Análise de Dispositivos Eletromagnéticos Trifásicos Modelados por Elementos Finitos 2D Conectados aos seus Circuitos Externos de Alimentação”\_orientador Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng, co-orientador Prof. Dr. Nelson Sadowski, e orientador no exterior Dr. Patrick Dular\_aborda o desenvolvimento e a implementação de um método de análise de dispositivos eletromagnéticos trifásicos alimentados por circuitos elétricos externos. O dispositivo eletromagnético é modelado pelo método de elementos finitos em 2D e o equacionamento do circuito é feito em variáveis de espaço de estados. Consegue-se um acoplamento forte entre os dois sistemas de equações, utilizando-se as grandezas comuns a ambos, ou seja, as correntes e as tensões nos enrolamentos do dispositivo eletromagnético. A montagem dos sistemas de equações é totalmente automática e sua resolução simultânea. Esse trabalho foi desenvolvido no módulo EFCIR do software EFCAD e foi usada a formulação magnetodinâmica em potencial vetor magnético.
- d) A tese de [Antunes \(2005\)](#) intitulada “Formulação Conforme e Não-Conformes com Interpolação de Ordem Elevada para a Modelagem do Movimento em Máquinas Elétricas”\_orientador Prof. João Pedro Assumpção Bastos e co-orientador Prof. Nelson Sadowski\_aborda o desenvolvimento e a implementação computacional de formulações conformes e não conformes para realizar o movimento em máquinas elétricas rotativas, com interpolação de primeira ordem e ordem elevada, de forma a estudar o desempenho dessas formulações na precisão do cálculo do torque e da força eletromotriz para deslocamentos pequenos do rotor em relação à dimensão dos elementos no entreferro. As formulações imple-

mentadas computacionalmente para a modelagem do movimento (banda de movimento, Mortar e multiplicadores de Lagrange) são testadas em três máquinas levando em consideração a discretização, a ordem de interpolação e a dimensão do entreferro de forma a obter-se a precisão e a velocidade de cálculo de cada método. Esse trabalho foi desenvolvido em um dos módulos do software EFCAD e foi usada a formulação magnetodinâmica em potencial vetor magnético.

- e) A tese de [Ortiz \(2002\)](#) intitulada “Análise do Conjunto Conversor-Dispositivo Eletromagnético: Contribuição à Criação de Biblioteca de Controle”\_orientada pelo Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng\_ apresenta um método de implementação do laço de controle na análise da associação conversor-estrutura eletromagnética. O dispositivo eletromagnético é modelado pelo método dos elementos finitos em 2D e o conversor estático é estudado no espaço de estado. As equações de estado do conversor são construídas de maneira automática. Essas equações são acopladas às equações da estrutura eletromagnética e são resolvidas simultaneamente. Esse trabalho foi desenvolvido no módulo EFCIR do software EFCAD e foi usada a formulação magnetodinâmica em potencial vetor magnético.

Para a continuidade dos estudos de cálculo de campos realizados no GRUCAD e para contemplar outros fenômenos existentes, é proposta a inserção de metodologias que permitam levar em consideração o circuito de controle associado aos dispositivos eletromagnéticos. Assim, o objetivo principal desta tese é a implementação de técnicas de controle em um software de elementos finitos. Para atingir esse objetivo, implementou-se dois tipos de controles no software GetDP: controle usando lógica Fuzzy aplicado em uma suspensão eletromagnética e Controle Direto de Conjugado (DTC - *Direct Torque Control*) aplicado em um motor de indução trifásico. Essa técnica DTC é baseada em tabelas de chaveamento para acionamento de motor de indução com velocidades controladas. Acoplado a esse controle, pretende-se aplicar um controlador PI na velocidade. A modelagem da suspensão eletromagnética é realizada por meio de uma formulação magnetostática axissimétrica em potencial vetor magnético e a modelagem do motor de indução é realizada por meio de uma formulação magnetodinâmica em 2D, também em potencial vetor magnético. Ambas implementações consideram o movimento, o circuito de alimentação e as equações mecânicas dos dispositivos.



## Contribuições do Trabalho

Este trabalho contribui para a modelagem de dispositivos eletromagnéticos acoplados ao seu controle. Como contribuição original pode-se citar as implementações no GetDP:

- a) Implementação das equações mecânicas nos arquivos do GetDP que foram desenvolvidos na Tese de Luz (2003);
- b) Implementação do controle usando lógica Fuzzy;
- c) Implementação do controle DTC acoplado a um controle PI na velocidade;
- d) Implementação do controle DTC acoplado a um controle Fuzzy na velocidade;
- e) Implementação do controle Fuzzy-DTC acoplado a um controle PI na velocidade;
- f) Implementação do controle Fuzzy-DTC acoplado a um controle Fuzzy na velocidade;

A modelagem do controle leva em conta o movimento das partes móveis, o circuito de alimentação e as equações mecânicas.

## ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é dividido em três capítulos. Na introdução são expostos os objetivos, relevância do trabalho, revisão da literatura e contribuições originais.

No capítulo I são relembrados alguns conceitos básicos associados ao eletromagnetismo e ao método de elementos finitos. Apresenta-se também, as formulações para os problemas de magnetostática e magnetodinâmica tanto na forma forte quanto na forma fraca.

O capítulo II apresenta a teoria do controlador Fuzzy, o processo de fuzzificação das variáveis de entrada, os sistemas de inferência e o processo de defuzzificação bem como a teoria do controle discreto de torque (DTC) e do controle PI de velocidade.

No capítulo III, apresenta-se a implementação do controlador Fuzzy no modelo da suspensão magnética no código do GetDP e a implementação do controle direto do torque e de velocidade no motor de indução no mesmo código.

Por último, tem-se as conclusões finais deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.



# 1 MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS E FORMULAÇÕES

## 1.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se o programa de elementos finitos utilizado neste trabalho para a aplicação do código do controlador. Além disso, apresentam-se as equações de Maxwell, as leis de comportamento dos materiais e as condições de contorno. Em seguida, demonstram-se as formulações na forma forte e na forma fraca. Após, realizar-se-á uma revisão dos métodos, para considerar o movimento em máquinas elétricas, uma descrição das condições periódicas e antiperiódicas aplicadas às máquinas elétricas e uma revisão das equações de circuitos acopladas às equações de elementos finitos.

## 1.2 GMSH

Gmsh é o pré e pós-processador usado neste trabalho. O Gmsh é estruturado em três módulos: geometria, malhador e o pós-processador. A entrada de dados para os módulos pode ser feita em arquivos de texto na própria linguagem de script do GMSH ([GEUZAINÉ; REMACLE, 2009](#)).

O *solver* padrão utilizado nesta tese é o GetDP, mas o GMSH possibilita a utilização de outros solver através da interface ONELAB.

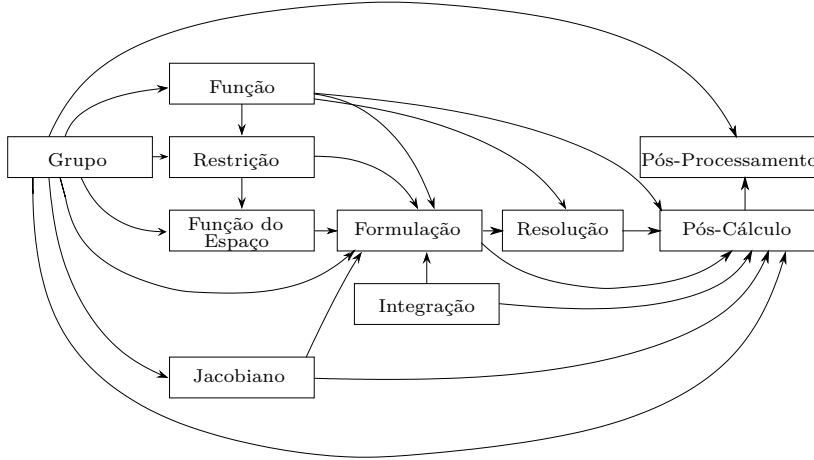
## 1.3 GETDP

O GetDP é um software utilizado na solução numérica de equações diferenciais, integrais e também no tratamento de problemas discretos através do método dos resíduos ponderados, sendo possível calcular problemas físicos como: eletromagnéticos, térmicos, mecânicos, acústicos, etc., em várias dimensões (1D, 2D ou 3D) e estados de tempo (estático, transitório ou harmônico).

A programação ou a estrutura de definição do problema segue a seguinte ordem, primeiro define-se os dados particulares de um problema, como a geometria, características físicas e condições de contorno (*Group*, *Function* e *Constraint*). Em seguida, define-se o mé-

tudo de resolução, como incógnitas, equações e objetos relacionados (*Jacobian*, *Integration*, *FunctionSpace*, *Formulation*, *Resolution* e *PostProcessing*) conforme a Figura 1. O ciclo de processamento termina com a apresentação dos resultados (DULAR; GEUZAIN, 2014).

Figura 1 – Estrutura de Definição do Problema do GetDP



A estrutura do GMSH e do GetDP são detalhadas no Anexo B

## 1.4 EQUAÇÕES DE MAXWELL

As equações de Maxwell são um grupo de equações diferenciais parciais que descrevem as leis físicas que regem o eletromagnetismo (BASTOS; SADOWSKI, 2003), sendo representadas pelas equações a seguir:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (1.1)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0, \quad (1.2)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (1.3)$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho, \quad (1.4)$$

$\vec{H}$  é o campo magnético [A/m],  $\vec{J}$  é a densidade superficial de corrente [A/m<sup>2</sup>],  $\vec{D}$  é a indução elétrica ou densidade de fluxo elétrico [C/m<sup>2</sup>],  $\vec{E}$  é o campo elétrico [V/m],  $\vec{B}$  é a indução magnética ou densidade de fluxo magnético [T] e  $\rho$  é a densidade volumétrica de carga [C/m<sup>3</sup>].

As equações (1.1), (1.2), (1.3) e (1.4) compreendem a lei de Ampère, a lei magnética de Gauss, a lei de Faraday e da lei elétrica de Gauss, respectivamente.

Em baixas frequências, a densidade da corrente  $\vec{J}$  é considerada muito maior que a densidade de corrente de deslocamento  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ , tornando a equação (1.1):

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (1.5)$$

Aplicando-se o operador  $\text{div}$  em ambos lados da equação (1.5), obtém-se a equação da continuidade de corrente para baixas frequências:

$$\text{div } \vec{J} = 0 \quad (1.6)$$

#### 1.4.1 Equações Constitutivas

As equações constitutivas (1.7), (1.8) e (1.9) formam um conjunto de equações que complementam as equações de Maxwell, expressando as propriedades dos materiais.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (1.7)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r, \quad (1.8)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad (1.9)$$

$\sigma$  é a condutividade elétrica [S/m],  $\mu$  é a permeabilidade magnética [H/m] e  $\varepsilon$  é a permissividade elétrica [F/m].  $\vec{B}_r$  é a indução magnética remanente [T], que é adicionada quando algum ímã permanente está presente no domínio de cálculo.

### 1.5 CONDIÇÃO DE CONTORNO

As equações de Maxwell são aplicadas localmente em cada ponto do espaço-tempo, em regiões que compreendem diferentes materiais. As condições de contorno são determinadas para a obtenção do valor do

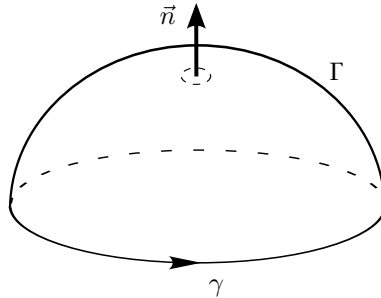
campo nessas regiões. Aplicando os teoremas de Stokes e da Divergência na forma integral (SABARIEGO, 2004), tem-se:

$$\oint_{\gamma} \vec{H} \, d\gamma = \int_{\Gamma} \left( \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot \vec{n} \, d\Gamma, \quad (1.10)$$

$$\oint_{\gamma} \vec{E} \, d\gamma = - \int_{\Gamma} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \vec{n} \, d\Gamma, \quad (1.11)$$

$\Gamma$  é uma superfície aberta que abrange o contorno fechado  $\gamma$  e  $\vec{n}$  é a normal à superfície  $\Gamma$  e a sua direção é dada pela regra da mão direita, a partir do sentido da integração em torno do contorno  $\gamma$ , delimitado pela fronteira de  $\Gamma$  (Figura 2).

Figura 2 – Orientação dos Contornos Fechados  $\gamma$



Aplicando o Teorema da divergência nas equações (1.2) e (1.4), obtém-se:

$$\oint_{\Gamma} \vec{B} \cdot \vec{n} \, d\Gamma = 0, \quad (1.12)$$

$$\oint_{\Gamma} \vec{D} \cdot \vec{n} \, d\Gamma = \int_{\Omega} \rho \, d\Omega, \quad (1.13)$$

$\Omega$  é um volume finito no espaço Euclidiano tridimensional  $\mathbb{R}^3$ .

A equação (1.12) descreve a continuidade do fluxo magnético através da não existência da indução magnética na superfície fechada  $\Gamma$ , e a equação (1.13) indica que o valor da indução elétrica na superfície  $\Gamma$  é igual a carga contida dentro dela.

As equações (1.10) - (1.13) são usadas para o cálculo da condição de contorno ou transmissão de contorno, i.e. a relação entre as componentes normais e tangenciais de campos entre diferentes meios. A

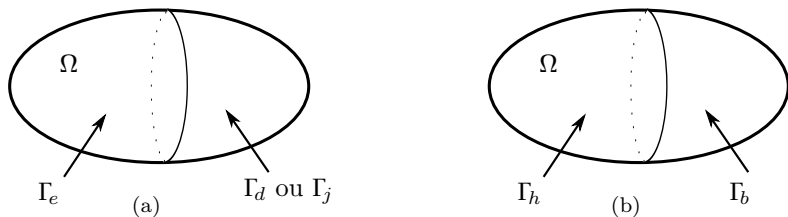
condição de contorno e transição são utilizadas para resolver as equações de Maxwell em diferentes regiões e conectar as soluções para obter o campo ao longo do espaço.

### 1.5.1 Condições Homogêneas

As condições de contorno homogêneas devem ser coerentes com a situação física.

Na fronteira  $\Gamma$ , no domínio global  $\Omega$  da [Figura 3](#), consideram-se algumas condições homogêneas.

Figura 3 – Domínio Estudado: (a) Grandezas Elétricas e (b) Grandezas Magnéticas



Para as grandezas magnéticas, sobre as partes complementares das superfícies  $\Gamma$  ( $\Gamma_h$  e  $\Gamma_b$ ), tem-se as condições:

$$\vec{n} \times \vec{H} \Big|_{\Gamma_h} = 0, \quad (1.14)$$

$$\vec{n} \cdot \vec{B} \Big|_{\Gamma_b} = 0. \quad (1.15)$$

Para as grandezas elétricas, sobre as partes complementares das superfícies  $\Gamma$  ( $\Gamma_e$  e  $\Gamma_d$  ou  $\Gamma_j$ ), definem-se as condições:

$$\vec{n} \times \vec{E} \Big|_{\Gamma_e} = 0, \quad (1.16)$$

$$\vec{n} \cdot \vec{D} \Big|_{\Gamma_d} = 0, \quad (1.17)$$

ou

$$\vec{n} \cdot \vec{J} \Big|_{\Gamma_j} = 0. \quad (1.18)$$

### 1.5.2 Condições de Transmissão de Campos

Os campos sofrem descontinuidades na interface entre materiais com diferentes propriedades constitutivas. Considerando a superfície de fronteira  $\Gamma$  entre dois meios contínuos  $\Omega_1$  e  $\Omega_2$  (Figura 4) e as densidades lineares de corrente  $\vec{J}_l$  e superficial de carga  $\rho_s$  que podem existir em  $\Gamma$ , podem-se escrever essas condições como:

$$\vec{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1) \Big|_{\Gamma} = \vec{J}_l, \quad (1.19)$$

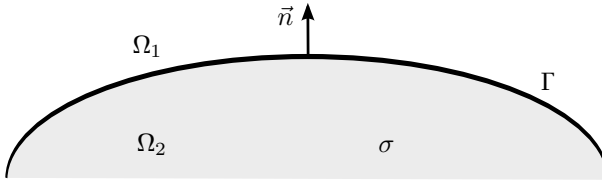
$$\vec{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1) \Big|_{\Gamma} = 0, \quad (1.20)$$

$$\vec{n} \cdot (\vec{B}_2 - \vec{B}_1) \Big|_{\Gamma} = 0, \quad (1.21)$$

$$\vec{n} \cdot (\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \Big|_{\Gamma} = \rho_s, \quad (1.22)$$

os subscritos 1 e 2 referem-se ao campo no lado da superfície de fronteira em  $\Omega_1$  e  $\Omega_2$ , respectivamente. Essas expressões são obtidas pela aplicação das equações de Maxwell na forma integral nas superfícies e nos volumes que cruzam a fronteira  $\Gamma$  (SABARIEGO, 2004; BOSSAVIT, 1988).

Figura 4 – Superfície  $\Gamma$  Entre Dois Meios Contínuos  $\Omega_1$  e  $\Omega_2$



A equação (1.19) implica que a componente tangencial de  $\vec{H}$  tem uma descontinuidade igual ao valor da magnitude da densidade linear de corrente e sua direção é paralela à  $\vec{J} \times \vec{n}$ . Na equação (1.20) a componente tangencial do campo elétrico que atravessa uma fronteira é contínua.

A relação entre as componentes normais da indução magnética e elétrica em cada lado da fronteira é expressa pelas equações (1.21) e (1.22). A componente normal da indução magnética é contínua e a componente normal da indução elétrica é igual a densidade superficial de carga do ponto analisado.

Considerando  $\vec{J}_l$  e  $\rho_s$  nulos, a componente tangencial do campo magnético e a componente normal da indução elétrica passam a ser



contínuas na interface (LUZ, 2003). A partir da equação (1.6) tem-se a continuidade da componente normal da densidade de corrente:

$$\vec{n} \cdot (\vec{J}_2 - \vec{J}_1) \Big|_{\Gamma} = 0, \quad (1.23)$$

### 1.5.3 Condições Globais

As condições globais podem ser do tipo fluxo e do tipo circulação. As do tipo fluxo são relacionadas com a carga elétrica total  $Q$ , a intensidade de corrente  $I$  e o fluxo magnético  $\Psi$ , situados sobre a fronteira do domínio de estudo na superfície  $\Gamma$ . As do tipo circulação são relacionadas com a força eletromotriz  $V$  e a força magnetomotriz  $\Phi$ , situados ao longo das curvas  $\lambda$  no domínio de estudo. Sendo definidas pelas equações:

$$\int_{\Gamma} \vec{n} \cdot \vec{D} \, ds = Q, \quad (1.24)$$

$$\int_{\Gamma} \vec{n} \cdot \vec{J} \, ds = I, \quad (1.25)$$

$$\int_{\Gamma} \vec{n} \cdot \vec{B} \, ds = \Psi, \quad (1.26)$$

$$\int_{\gamma} \vec{E} \cdot \vec{dl} = V, \quad (1.27)$$

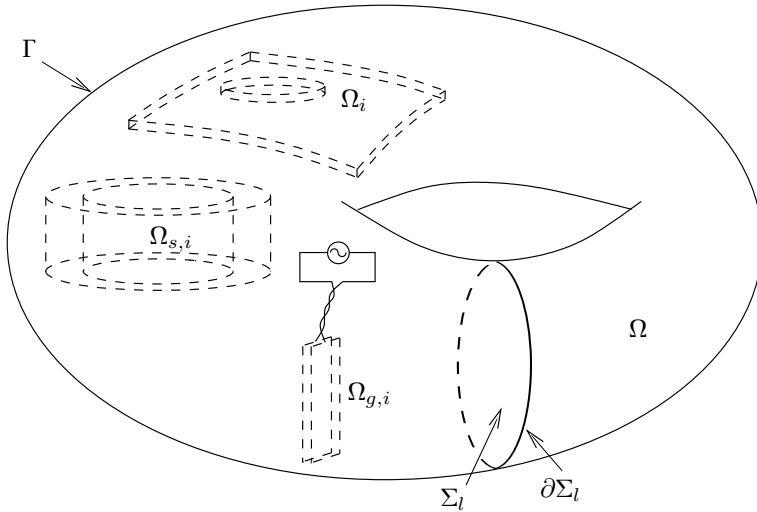
$$\int_{\gamma} \vec{H} \cdot \vec{dl} = \Phi, \quad (1.28)$$

$\vec{n}$  representa o campo de vetores unitários normal a  $\Gamma$  e orientados para o exterior de  $\Omega$ .

## 1.6 SUPOSIÇÕES E DEFINIÇÕES

Neste item apresentam-se as suposições e as definições feitas sobre a geometria e as propriedades eletromagnéticas do sistema analisado.

A análise por elementos finitos de um problema segue as seguintes etapas: primeiro é realizada a discretização do domínio em um número finito de sub-regiões ou elementos. Em seguida é necessário obter as equações que regem um elemento típico, conectando todos elementos no domínio de estudo  $\Omega$  e, por fim, é feita a resolução do sistema de equações obtidas (SADIKU, 2010). O domínio limitado  $\Omega$  do espaço euclidiano tridimensional está representado na Figura 5.

Figura 5 – Domínio  $\Omega$  e Suas Respectivas Sub-regiões

Fonte: [Geuzaine \(2001, p. 12\)](#).

### 1.6.1 Região Limitada $\Omega$

Procura-se resolver as equações de Maxwell junto com as equações constitutivas, com  $\sigma \geq 0$ ,  $\varepsilon \geq \varepsilon_0$  e  $\mu \geq \mu_0$ , no domínio limitado  $\Omega$  no espaço euclidiano  $\mathbb{E}^3$ , no qual a fronteira  $\partial\Omega$  de  $\Omega$  é simbolizada por  $\Gamma$  e o campo de vetores normal unitários sobre  $\Gamma$  são simbolizados por  $\vec{n}$ .

A fronteira  $\Gamma$  pode consistir de  $c + 1$  superfícies fechadas  $\Gamma_i, i = 0, \dots, c$ , o que significa que existem  $c$  cavidades em  $\Omega$ . A região  $\Omega$  pode também conter  $l$  loops, se existe  $l$  superfícies de corte  $\sum_i, i = 1, \dots, l$ , dentro de  $\Omega$ . Esses cortes são usados para tornar o domínio simplesmente conexo. Um algoritmo geral para construir tais superfícies de corte quando  $\Omega$  é discretizado por uma malha de tetraedros e é proposto por ([KOTIUGA, 1989](#)).

### 1.6.2 Sub-Regiões de $\Omega$

A caracterização da região limitada de  $\Omega$  na qual é aplicada as equações de Maxwell, também é feita de sub-regiões. Antes de definir as sub-regiões de  $\Omega$  é feita uma distinção entre as partes condutoras  $\Omega_c$  ( $\sigma > 0$ ) e as partes não condutoras  $\Omega_c^C$  de  $\Omega$ , sendo que  $\Omega_c^C = \Omega - \Omega_c$ .

(LUZ, 2003).

As sub-regiões de  $\Omega$  são definidas como:

- a)  $\Omega_s$  é composta por todos os domínios indutores  $\Omega_{s,i}$ ,  $i = 1, \dots, s$ , conduzindo uma fonte de densidade de corrente imposta  $\vec{J}_{s,i}$ . Para simplificar assumi-se que  $\Omega_s \subset \Omega_c^C$ ;
- b)  $\Omega_g$  é composta por todos os domínios fontes  $\Omega_{g,i}$  (conhecido também como gerador eletromotriz),  $i = 1, \dots, g$ , na qual uma tensão global  $V_i$  ou uma corrente global  $I_i$  é imposta sendo que, se for considerado um acoplamento com equações de circuito, ambos  $V_i$  ou  $I_i$  são incógnitas. Cada gerador  $\Omega_{g,i}$  é um subconjunto de  $\Omega_c$  ou de  $\Omega_c^C$ ;
- c)  $\Omega_i$  é composto de todos os domínios contendo ímãs permanentes.

#### 1.6.2.1 Sub-região de Indutores $\Omega_s$

Esta é uma sub-região de  $\Omega_c^C$  do tipo fonte, composta de indutores idealizados ( $\Omega_{s,i}$ ,  $i = 1, \dots, s$ ), conduzindo uma fonte de densidade de corrente imposta, e assumindo independência dos campos eletromagnéticos locais (GEUZAIN, 2001). Esse é o caso dos indutores finos, que consistem de um enrolamento de  $N_i$  espiras de fio condutor, tendo um diâmetro muito menor que a profundidade pelicular, com uma entrada e uma saída de corrente. Estes indutores podem ser modelados pela definição do campo magnético fonte  $\vec{H}_s$  na sub-região  $\Omega_s$  através da equação (1.29) e na sub-região  $\Omega_s^C$  pela (1.30).

$$\text{rot } \vec{H}_s = \vec{J}_s \quad \text{em } \Omega_s, \quad (1.29)$$

$$\text{rot } \vec{H}_s = 0 \quad \text{em } \Omega_s^C, \quad (1.30)$$

$\Omega_s^C$  é a parte complementar de  $\Omega_s$ , na qual  $\vec{J}_s = 0$ .

#### 1.6.2.2 Sub-região de Geradores $\Omega_g$

Esta sub-região do tipo fonte de  $\Omega_c$  ou  $\Omega_c^C$ , é uma idealização de uma fonte de força eletromotriz localizada entre dois condutores (sendo dois eletrodos muito próximos um do outro) de um domínio indutor (LUZ, 2003). Considera-se dois tipos de indutores para serem conectados a esse gerador:

- a)  $\Omega_s$  é composto por todos os indutores finos  $\Omega_{s,i}$ ,  $i = 1, \dots, s$ . Nesse caso a densidade de corrente efetiva não é conhecida previamente e o indutor fino está conectado a um gerador impondo uma tensão ou corrente global. Assim, definem-se os campos fontes  $\vec{H}_{s,i}$  independentes associados a cada indutor  $\Omega_{s,i}$ , satisfazendo às equações:

$$\text{rot } \vec{H}_{s,i} = \vec{J}_{s,i} \quad \text{em } \Omega_{s,i}, \quad (1.31)$$

$$\text{rot } \vec{H}_{s,i} = 0 \quad \text{em } \Omega_{s,i}^C, \quad (1.32)$$

$\vec{J}_{s,i}$  é a densidade de corrente equivalente a uma corrente unitária, que flui nas  $N_i$  espiras do indutor  $i_{th}$  em  $\Omega_s$ .

- b)  $\Omega_m$  é composto de todos os indutores maciços  $\Omega_{m,i}$ ,  $i = 1, \dots, m$ . Indutores maciços pertencem a um subconjunto do domínio condutor no qual ocorrem as correntes induzidas ( $\Omega_m \subset \Omega_c$ ). Esses indutores são feitos de uma peça de material condutor, as correntes podem ser distribuídas não uniformemente se a profundidade pelicular for menor do que algumas de suas dimensões.

Independente do tipo de indutor usado, cada gerador  $\Omega_{g,i}$  tem uma tensão  $V_i$  e uma corrente  $I_i$  fluindo através da superfície  $\Gamma_{g,i}^+$  (considerando um dos eletrodos como uma seção transversal do indutor, Figura 6).

Para indutores maciços, o campo elétrico  $\vec{E}$  em  $\Omega_{g,i}$  pode ser considerado como uma incógnita (como um campo elétrico conservativo) e sua circulação ao longo de qualquer caminho de um eletrodo para outro em  $\Omega_{g,i}$  é de fato a tensão aplicada  $V_i$ , tem-se então:

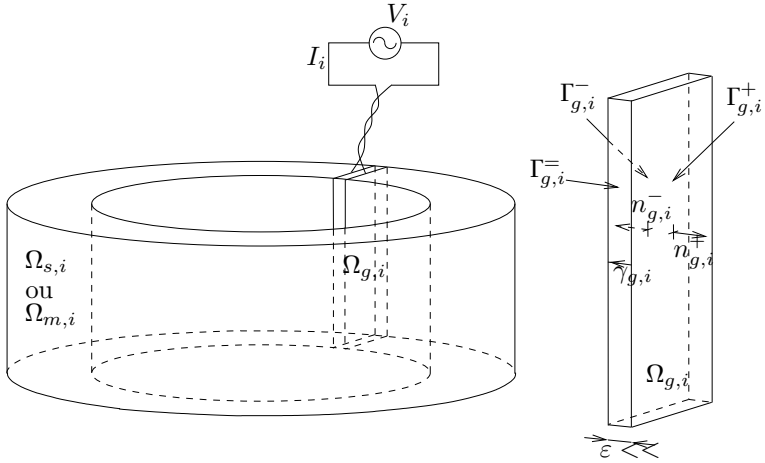
$$\int_{\gamma_{g,i}} \vec{E} \cdot d\vec{l} = V_i \quad (1.33)$$

$$\int_{\Gamma_{g,i}^+} \vec{n} \cdot \vec{J} \, ds = I_i \quad (1.34)$$

Para indutores finos, a condição (1.33) deve ser expressa como a soma das circulações de  $\vec{E}$  para todos os condutores em série, assim obtém-se:

$$\sum_{j=1}^{N_i} \int_{\gamma_{g,i,j}} \vec{E} \cdot d\vec{l} = V_i \quad (1.35)$$

Figura 6 – Modelo de um Indutor com Fonte de Força Eletromotriz em  $\Omega_{g,i}$



Fonte: [Geuzaine \(2001, p. 12\)](#).

$$\int_{\Gamma_{g,i}^+} \vec{n} \cdot \vec{J} \, ds = N_i I_i, \quad (1.36)$$

$\gamma_{g,i,j}$  é um caminho em  $\Omega_{g,i}$  que conecta  $j$ th condutor sobre os seus dois eletrodos. Entretanto, para todos os tipos de indutores, deve-se satisfazer as condições locais:

$$\vec{n} \times \vec{E} \Big|_{\Gamma_{g,i}} = 0 \quad (1.37)$$

$$\vec{n} \cdot \vec{J} \Big|_{\partial\Omega_{g,s} \text{ ou } \partial\Omega_{m,i}} = 0 \quad (1.38)$$

Para conexão com circuito externo, fez-se a seguinte hipótese: esse circuito externo é considerado longe da estrutura principal e conectado a ela através de pares entrelaçados. A sub-região  $\Omega_{g,i}$  tem uma característica interessante: seu comportamento pode ser descrito pelos valores dos campos eletromagnéticos em suas fronteiras ([LUZ, 2003](#)).

Os geradores  $\Omega_{g,i}$  são regiões ativas, as quais contêm fontes de campos eletromagnéticos. As relações importantes são obtidas entre os valores globais associados com o gerador, tais como a tensão e a corrente.

## 1.7 NOTAÇÕES MATEMÁTICAS

### 1.7.1 Simplificações

Definem-se as seguintes simplificações relativas às integrais sobre um volume  $\Omega$  e uma superfície  $\Gamma$ :

$$(u, v)_{\Omega} = \int_{\Omega} uv \, d\Omega, \quad (\vec{u}, \vec{v})_{\Omega} = \int_{\Omega} \vec{u} \cdot \vec{v} \, d\Omega,$$

$$< u, v >_{\Gamma} = \int_{\Gamma} uv \, d\Gamma, \quad < \vec{u}, \vec{v} >_{\Gamma} = \int_{\Gamma} \vec{u} \cdot \vec{v} \, d\Gamma,$$

### 1.7.2 Fórmulas de Green

O estabelecimento das formulações fracas associadas aos problemas de derivadas parciais consideradas, e sobre os quais se baseia o método de elementos finitos é relacionado com as duas fórmulas de Green: **grad** – **div** e **rot** – **rot**.

Essas equações são estabelecidas a partir das seguintes relações da análise vetorial:

$$\vec{u} \cdot \text{grad } v + v \text{div } \vec{u} = \text{div}(v\vec{u}), \quad \vec{u} \cdot \text{rot } \vec{v} - \text{rot } \vec{u} \cdot \vec{v} = \text{div}(\vec{v} \times \vec{u}), \quad (1.39)$$

integradas sobre o domínio  $\Omega$  e com a aplicação do teorema da divergência para a obtenção dos termos em integral de superfície, obtém-se:

- a fórmula de Green do tipo **grad** – **div** (1.40),  $\forall \vec{u} \in H^2(\Omega)$  e  $\forall v \in H^1(\Omega)$ .

$$(\vec{u}, \text{grad } v) + (\text{div } \vec{u}, v) = < v, \vec{n} \cdot \vec{u} >_{\Gamma}, \quad (1.40)$$

- a fórmula de Green do tipo **rot** – **rot** (1.41),  $\forall \vec{u}, \vec{v} \in H^2(\Omega)$ .

$$(\vec{u}, \text{rot } \vec{v}) - (\text{rot } \vec{u}, \vec{v}) = < \vec{u} \times \vec{n}, \vec{v} >_{\Gamma} \quad (1.41)$$

$H^1(\Omega)$  e  $H^2(\Omega)$  são dados:

$$H^1(\Omega) = \left\{ \vec{u} \in \vec{L}^2(\Omega) : \text{rot } \vec{u} = 0, \text{div } \vec{u} = 0, \vec{n} \cdot \vec{u} \Big|_{\Gamma} = 0 \right\}, \quad (1.42)$$

$$H^2(\Omega) = \left\{ \vec{u} \in \vec{L}^2(\Omega) : \text{rot } \vec{u} = 0, \text{div } \vec{u} = 0, \vec{n} \times \vec{u}|_{\Gamma} = 0 \right\}. \quad (1.43)$$

sendo  $L^2(\Omega)$  e  $\vec{L}^2(\Omega)$  os espaços de funções escalares e vetoriais (Anexo A), respectivamente, nos quais são resolvidos as equações de Maxwell.

## 1.8 FORMULAÇÕES

Neste trabalho aplica-se uma formulação para o problema magnetostático e outra formulação para o problema magnetodinâmico, implementando também as condições de periodicidade e anti-periodicidade e algumas técnicas para levar em conta o movimento.

### 1.8.1 Magnetostática

A magnetostática é o estudo dos fenômenos magnéticos estáticos, ou seja, invariante no tempo, anulam as derivadas temporais nas equações de Maxwell. As grandezas magnéticas e elétricas são desacopladas. O campo magnético é gerado pelas correntes estacionárias impostas ou por ímãs permanentes, desprezando as correntes induzidas. Nessa formulação, o estudo do comportamento dinâmico de uma estrutura pode ser calculado ponto a ponto, gerando em cada posição da estrutura analisada um resultado estático para o seu tempo correspondente (BASTOS, 2004).

As equações de Maxwell para a magnetostática são as (1.5) e (1.2), juntamente com a lei de comportamento magnético (1.8).

As condições de contorno sobre a fronteira  $\Gamma$  do domínio  $\Omega$  são determinadas pelas equações (1.14) e (1.16), sendo que  $\Gamma = \Gamma_h \cup \Gamma_b$ . Essas condições de contornos podem se apresentar sobre os planos de simetria e a primeira condição pode também se apresentar se o domínio exterior a  $\Omega$  em contato com  $\Gamma_h$  possuir uma permeabilidade infinita (LUZ, 2003).

As restrições globais definidas são relativas ao fluxo magnético  $\Psi$  (1.26) e à força magnetomotriz  $\Phi$  (1.28), cuja relação define o inverso da relutância.

#### 1.8.1.1 Formulação Magnetostática em Potencial Vetor Magnético ( $\vec{A}$ )

Da equação (1.2), deduziu-se que:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A}, \quad (1.44)$$

pois:  $\text{div rot } \vec{A} \equiv 0$

Substituindo (1.44) em (1.8), obtém-se:

$$\vec{H} = \text{rot } \frac{\vec{A}}{\mu} - \frac{\vec{B}_r}{\mu} \quad (1.45)$$

Em seguida aplica-se (1.45) em (1.5), encontra-se (1.46) que constitui a forma forte da formulação magnetostática em potencial vetor.

$$\text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \right) = \vec{J} + \text{rot } \frac{\vec{B}_r}{\mu} \quad (1.46)$$

### 1.8.2 Magnetodinâmica

A magnetodinâmica é o estudo dos fenômenos variáveis no tempo no regime quase-estático (ou hipótese da eletrotécnica). Como já comentase, a magnetostática pode estudar alguns casos dinâmicos, porém, ela é ineficiente nos casos com a presença de correntes induzidas, pois, suas equações não contemplam um tratamento físico que as representem (BASTOS, 2004).

As equações para a magnetodinâmica são as (1.5), (1.3) e (1.2), juntamente com as que regem as leis de comportamento magnético (1.7) e (1.8).

O domínio  $\Omega$  é escrito como  $\Omega = \Omega_c \cup \Omega_c^C$ , no qual  $\Omega_c^C$  é a região não condutora. A densidade de corrente  $\vec{J}$  leva em consideração as correntes fontes  $\vec{J}_s$  e as correntes de Foucault  $\vec{J}_i$ . Assim tem-se:

$$\vec{J} = \vec{J}_s + \vec{J}_i, \quad (1.47)$$

sendo:

$$\vec{J}_i = \sigma \vec{E}. \quad (1.48)$$

As condições de contorno sobre a fronteira  $\Gamma$  do domínio  $\Omega$  são:

$$\vec{n} \times \vec{H} \Big|_h = 0, \quad (1.49)$$

$$\vec{n} \cdot \vec{B} \Big|_b = 0, \quad (1.50)$$

com  $\Gamma = \Gamma_h \cup \Gamma_b$ .

As condições de contorno podem ser escritas em função dos campos  $\vec{J}$  e  $\vec{E}$ :

$$\vec{n} \cdot \vec{J} \Big|_j = 0, \quad (1.51)$$



$$\vec{n} \times \vec{E} \Big|_e = 0, \quad (1.52)$$

com  $\Gamma = \Gamma_j \cup \Gamma_e$ .

### 1.8.2.1 Formulação Magnetodinâmica em $\vec{B}$ ( $\vec{A} - V$ )

Esta formulação utiliza o potencial vetor magnético  $\vec{A}$  em todo o domínio e o potencial escalar elétrico  $V$  nas regiões condutoras. Aplicando-se a equação (1.44) em (1.3), tem-se:

$$\text{rot} \left( \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0, \quad (1.53)$$

o que resulta em

$$\vec{E} = - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad } V, \quad (1.54)$$

$V$  é um potencial escalar elétrico. Substituindo a equação (1.47) e (1.48) em (1.5), obtém-se:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J}_s + \sigma \vec{E}, \quad (1.55)$$

Na substituição as equações (1.54) e (1.8) em (1.55), obtém-se a forma forte da formulação  $\vec{A} - V$ .

$$\text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \right) + \sigma \text{grad } V + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_s + \text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right). \quad (1.56)$$

Impondo a conservação de corrente (  $\text{div } J = 0$  ), obtém-se uma equação suplementar:

$$\text{div } \sigma \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad } V \right) = 0 \quad (1.57)$$

Nota-se que essa equação está implícita em (1.56).

A continuidade da componente tangencial de  $\vec{A}$  assegura a continuidade da componente normal de  $\vec{B}$ . A continuidade da componente tangencial de  $\vec{H}$  está implícita na equação (1.56). De acordo com a relação (1.54), a continuidade do potencial  $V$  e da componente tangencial de  $\vec{A}$  assegura a continuidade da componente tangencial de  $\vec{E}$ . A continuidade da componente normal de  $\vec{J}$  está implícita na equação (1.57), (LUZ, 2003).

## 1.9 DISCRETIZAÇÃO PELO MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS

O eletromagnetismo, assim como outros fenômenos físicos, obedece às equações diferenciais parciais de segunda ordem, cujas resoluções nem sempre podem ser obtidas analiticamente devido às geometrias complexas de algumas estruturas; sendo necessária a utilização de métodos numéricos para obter uma solução aproximada. O método dos elementos finitos, aplicado ao eletromagnetismo, substitui as formulações contínuas dos problemas magnetostáticos e magnetodinâmicos por formulações discretas (BASTOS; SADOWSKI, 2003).

Na discretização das formulações magnetostáticas e magnetodinâmicas, as equações escritas de uma forma diferencial (forma forte) são conduzidas para uma forma integral (forma fraca), diminuindo o grau de derivação das equações e a consideração direta de certas condições de contorno. Esse método consiste em realizar uma malha na estrutura estudada e interpolar as incógnitas sob os elementos dessa malha (BOUALEM, 1997; BASTOS; SADOWSKI, 2003).

A discretização pode ser feita em uma, duas ou três dimensões. Em 3D, os elementos da malha podem ser tetraedros, hexaedros ou prismas. Em 2D, os elementos são triângulos ou quadriláteros (MENACH, 1999). Sobre cada elemento, as incógnitas do problema são discretizadas por uma combinação de funções de aproximação. Ela pode ser feita sobre os nós, as arestas, as faces e o volume do elemento. O uso dessas funções permite interpolar o valor da incógnita em todo ponto do domínio estudado (LUZ, 2003).

### 1.9.1 Funções de Base

#### 1.9.1.1 Aproximação Nodais

Com funções nodais, pode-se verificar a relação em cada ponto do domínio, assegurando a continuidade, através das faces, das variáveis utilizadas. Sobre cada elemento, a variável escalar  $\phi$  é dada por uma combinação dos valores  $\phi_j$  dos nós (DULAR, 1996), assim:

$$\phi = \sum_{j \in N} \phi_j s_j, \quad (1.58)$$

$N$  é o conjunto dos nós do domínio  $\Omega$ ,  $\phi_j$  é o valor da variável escalar no nó  $j \in N$  e  $s_j$  é a função de base associada ao nó  $j \in N$ .

Em cada nó  $j$  é atribuída uma função nodal  $s_j$ , que é contínua e igual a 1 no nó  $j$  e igual a 0 nos outros nós da malha. Sua expressão depende do tipo de elemento utilizado (DHATT; TOUZOT, 1981).

### 1.9.1.2 Aproximação de Aresta

Uma aresta ( $j \in A$ ) formada pelos nós  $i$  e  $j$ , é associada a função de aresta  $\vec{s}_j$ . A incógnita vetorial  $\vec{a}$  pode ser considerada uma aproximação sobre aresta do elemento (DULAR, 1996; BOSSAVIT, 1998), podendo ser expressa por:

$$\vec{a} = \sum_{j \in A} a_j \vec{s}_j, \quad (1.59)$$

$A$  é o conjunto de aresta em  $\Omega$ . A circulação  $\vec{s}_j$  é igual a 1 ao longo da aresta  $j \in A$  e nula ao longo das outras arestas (LEEKWIJCK; KERRE, 1999; DULAR, 1996; LUZ, 2003). A circulação  $a_j$  é dada por:

$$a_j = \int_j \vec{a} \cdot \vec{dl}, \quad j \in A. \quad (1.60)$$

A discretização da forma fraca implica em resolver um sistema de equações cujos graus de liberdade estão ligados ao número de nós e de arestas da malha. Para obter um sistema qualquer, deve-se escolher tanto as funções de base quanto as incógnitas geradas pela malha. As funções de base ou de aproximação (nodais ou de aresta) são usadas no método de resíduos ponderados (LUZ, 2003).

Neste trabalho aplica-se somente as funções de base nodais.

### 1.9.1.3 Método de Resíduos Ponderados

Os métodos de resíduos ponderados são métodos de aproximação utilizados para resolver equações diferenciais. Neste trabalho utiliza-se o método de resíduos ponderados de Galerkin (1.61), que tem o objetivo de zerar a média ponderada, através da integração ponderada da própria equação diferencial do problema. A aplicação do método de Galerkin à forma forte gera um sistema de equações algébricas cuja resolução dá uma solução aproximada ao problema inicial (LUZ, 2003).

$$\int_{\Omega} RW \, d\Omega = 0 \quad \text{ou} \quad (R, W)_{\Omega}, \quad (1.61)$$

$R$  é um resíduo e  $W$  é a função de ponderação.

## 1.10 DISCRETIZAÇÃO DAS FORMULAÇÕES

### 1.10.1 Problema da Magnetostática

#### 1.10.1.1 Formulação Magnetostática em Potencial Vetor Magnético

A forma fraca para o problema magnetostático descrito pelo potencial vetor magnético é obtida aplicando o método de Garlekin (1.61) à formulação forte (1.46), a partir do qual define-se o resíduo em cada subdomínio regular de  $\Omega$  como:

$$r = \text{rot}(\nu \text{rot } \vec{A}) - \vec{J} - \text{rot}(\nu \vec{B}_r), \quad (1.62)$$

sendo  $\nu = \frac{1}{\mu}$ .

Assim obtém-se:

$$(\text{rot}(\nu \text{rot } \vec{A}) - \vec{J} - \text{rot}(\nu \vec{B}_r), W)_\Omega = 0, \quad (1.63)$$

A função teste vetorial é  $W = \vec{A}' \in H_b$ . Utilizando-se, então, a fórmula de Green do tipo  $\text{rot} - \text{rot}$  (1.41), faz-se  $\vec{u} = \vec{H} = \nu \text{rot } \vec{A} - \nu \vec{B}_r$  e  $\vec{v} = \vec{A}'$  (LUZ, 2003; MESQUITA, 1990), tem-se:

$$(\nu \text{rot } \vec{A}, \text{rot } \vec{A}')_\Omega - (\nu \vec{B}_r, \text{rot } \vec{A}')_\Omega + \langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_\Gamma = (\vec{J}, \vec{A}')_{\Omega_s}, \quad \forall \vec{A}' \in H_b^1, \quad (1.64)$$

Segundo Dular (1996) o termo da integral de superfície pode ser reescrito como:

$$\langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_\Gamma = \langle \vec{H} \times \vec{A}', \vec{n} \rangle_\Gamma = - \langle \vec{n} \times \vec{A}', \vec{H} \rangle_\Gamma. \quad (1.65)$$

Podendo também ser decomposto em:

$$\langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_\Gamma = \langle \vec{n} \times \vec{A}', \vec{H} \rangle_{\Gamma_h} + \langle \vec{n} \times \vec{A}', \vec{H} \rangle_{\Gamma_b}, \quad (1.66)$$

pois  $\Gamma = \Gamma_h \cup \Gamma_b$

Aplicando-se (1.65) em (1.66), tem-se:

$$\langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_\Gamma = \langle \vec{n} \times \vec{A}', \vec{H} \rangle_{\Gamma_h} - \langle \vec{n} \times \vec{A}', \vec{H} \rangle_{\Gamma_b}, \quad (1.67)$$

O segundo termo do lado direito de (1.66) é nulo, pois a função teste vetorial  $\vec{A}' \in H_b^1$ , tem-se  $\vec{n} \times \vec{A}'|_{\Gamma_b} = 0$ . O primeiro termo do lado

direito pode ser nulo devido à condição de contorno  $\vec{n} \times \vec{H} \Big|_{\Gamma_h} = 0$ , ou pode estar associado às quantidades globais do tipo circulação, como por exemplo a força magnetomotriz (LUZ, 2003).

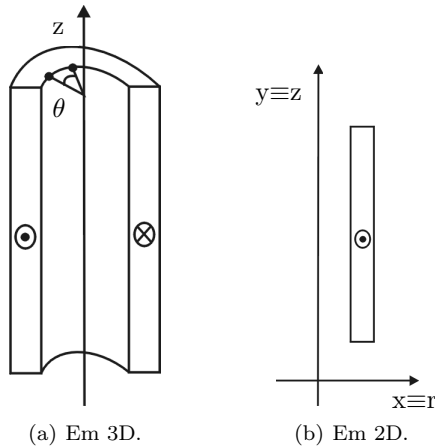
Assim obtém-se a forma fraca da magnetostática para essa formulação:

$$(\nu \operatorname{rot} \vec{A}, \operatorname{rot} \vec{A}')_{\Omega} - (\nu \vec{B}_r, \operatorname{rot} \vec{A}')_{\Omega} + \langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_{\Gamma_h} = (\vec{J}, \vec{A}')_{\Omega_s}, \quad \forall \vec{A}' \in H_b^1, \quad (1.68)$$

#### 1.10.1.1.1 Simetria Axial

Problemas axissimétricos são problemas tridimensionais com estruturas que possuem uma simetria de revolução, ou seja, uma simetria axial (IDA; BASTOS, 1997). Esses problemas são abordados bidimensionalmente, utilizando as formulações descritas anteriormente desde que algumas modificações sejam realizadas. Neste trabalho o eixo  $y$  é considerado como eixo de revolução ou de simetria, a Figura 7 mostra um solenoide que exemplifica a simetria axial.

Figura 7 – Solenoide com Simetria Axial



A equação (1.68) em coordenadas cilíndricas é definida como sendo (BASTOS; SADOWSKI, 2003):

$$\left( \frac{\nu}{r_o} \operatorname{grad} A'', \operatorname{grad} A' \right)_{\Omega} + (\nu \vec{B}_o^e, \operatorname{grad} A')_{\Omega} + (J, A')_{\Omega_s} = 0, \quad (1.69)$$

$A'' = r_o A$ , sendo  $A$  o potencial vetor magnético,  $\vec{B}_o^e$  será definido no item abaixo referente à formulação magnetodinâmica, e  $r_o$  é a distância do baricentro do triângulo (elemento) ao eixo de rotação.

Tem-se que:

$$r_o = \frac{x_1 + x_2 + x_3}{3}, \quad (1.70)$$

$x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  são as distâncias dos três nós do elemento em relação ao eixo de rotação.

## 1.10.2 Problema da Magnetodinâmica

### 1.10.2.1 Formulação Magnetodinâmica em $\vec{B}$ – Formulação $\vec{A} - V$

Tomando o mesmo procedimento da magnetostática, a forma fraca para o problema magnetodinâmico descrito pela formulação  $\vec{A} - V$  é obtida aplicando o método de Galerkin (1.61) à formulação forte (1.56), com o qual defini-se o resíduo em cada subdomínio regular de  $\Omega$  como:

$$r = \text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \text{rot} \vec{A} \right) + \sigma \text{grad} V + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \vec{J}_s - \text{rot} \left( \frac{1}{\mu} \vec{B}_r \right). \quad (1.71)$$

O resíduo vetorial é multiplicado por uma função teste vetorial  $\vec{A}' \in H_a$ , assim obtém-se a forma fraca da formulação magnetodinâmica  $\vec{A} - V$ ,  $\forall \vec{A}' \in H_a(\Omega)$ ,

$$\begin{aligned} (\nu \text{rot} \vec{A}, \text{rot} \vec{A}')_{\Omega} - (\nu \vec{B}_r, \text{rot} \vec{A}')_{\Omega} + \langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_{\Gamma} + (\sigma \partial_t \vec{A}, \vec{A}')_{\Omega_c} \\ + (\sigma \text{grad} V, \vec{A}')_{\Omega_c} - (\vec{J}_s, \vec{A}')_{\Omega} = 0, \end{aligned} \quad (1.72)$$

$H_a(\Omega)$  é o espaço funcional definido em  $\Omega$  e contendo as funções de base para  $\vec{A}$  (LUZ, 2003).

O termo da integral de superfície  $\langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_{\Gamma_b}$  é nulo, pois,  $\vec{n} \times \vec{A}'|_{\Gamma_b} = 0$ . Assim obtém-se a forma fraca da magnetodinâmica para esta formulação:

$$\begin{aligned} (\nu \text{rot} \vec{A}, \text{rot} \vec{A}')_{\Omega} - (\nu \vec{B}_r, \text{rot} \vec{A}')_{\Omega} + (\sigma \partial_t \vec{A}, \vec{A}')_{\Omega_c} + \langle \vec{n} \times \vec{H}, \vec{A}' \rangle_{\Gamma_h} + \\ + (\sigma \text{grad} V, \vec{A}')_{\Omega_c} - (\vec{J}_s, \vec{A}')_{\Omega} = 0. \end{aligned} \quad (1.73)$$

Usando as hipóteses simplificadoras em 2D, a equação (1.73) se torna (LUZ, 2003; GEUZAIN, 2001):

$$(\nu \operatorname{grad} A, \operatorname{grad} A')_{\Omega} + (\nu \vec{B}_o^e, \operatorname{grad} A')_{\Omega} + (\sigma \partial_t A, A')_{\Omega_c} + \left( \sigma \frac{\Delta V}{\Delta Z}, A' \right)_{\Omega_c} + (J_s, A')_{\Omega_s} = 0, \quad (1.74)$$

$\vec{B}_o^e = B_{ry}\vec{i} - B_{rx}\vec{j}$ , sendo  $B_{ry}$  e  $B_{rx}$  as componentes em  $y$  e em  $x$  da indução remanente. O termo  $\Delta V/\Delta Z$  é a variação da tensão ao longo da profundidade da peça. Se o condutor for curto-circuitado na extremidade, tem-se:  $\Delta V/\Delta Z = 0$ .

## 1.11 CONDIÇÕES DE CONTORNO PERIÓDICAS E ANTI-PERIÓDICAS

Algumas estruturas podem apresentar condição de periodicidade ou antiperiodicidade, caracterizadas pela repetição da geometria de um subdomínio. Tem-se como exemplo as máquinas elétricas girantes, nas quais o subdomínio é normalmente um pólo ou um par de pólos da máquina.

A condição de periodicidade impõe as fronteiras que delimitam as porções periódicas potenciais com valores iguais. Já a condição de antiperiodicidade impõe potenciais iguais em módulo, porém de sinais contrários. Se as grandezas vetoriais conservam seus sentidos em subdomínios vizinhos, classificam-se como periódicas e no caso contrário antiperiódicas.

Com a aplicação da periodicidade, o domínio de cálculo é reduzido a apenas um de seus subdomínios, como mostrado na Figura 8. Nesta figura os sub-índices 1 e 2 são utilizados para diferenciar os campos presentes em dois meios vizinhos.

Assim temos o sub domínio periódico  $A(x) = A(x + h)$  e para aplicação da antiperiodicidade  $A(x) = -A(x + h)$ .

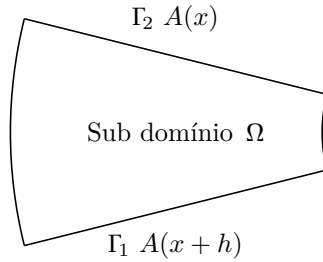
Deve-se garantir:

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 \quad (1.75)$$

$$\vec{n}_1 \times \vec{H}_1 = \vec{n}_2 \times \vec{H}_2 \quad (1.76)$$

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{J}_1 = \vec{n}_2 \cdot \vec{J}_2 \quad (1.77)$$

Figura 8 – Condições de Periodicidade



$$\vec{n}_1 \times \vec{E}_1 = \vec{n}_2 \times \vec{E}_2 \quad (1.78)$$

Se não há correntes superficiais no limite de separação dos dois meios, as componentes tangenciais do campo magnético se conservam. Considerando a hipótese do meio 2 possua ímãs permanentes, tem-se:

$$\left( \frac{1}{\mu_1} \vec{H}_1 \frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}} \right)_1 = \left( \frac{1}{\mu_r} \frac{\partial \vec{A}}{\partial \vec{n}} \right)_2 + \frac{1}{\mu_r} \vec{B}_{rt} \quad (1.79)$$

## 1.12 MÉTODOS PARA CONSIDERAR O MOVIMENTO

A análise de máquinas elétricas requer o conhecimento das quantidades globais tais como a força eletromotriz e o torque. A fim de determinar as formas de onda, o movimento de sua estrutura deve ser levado em conta (LUZ et al., 2002).

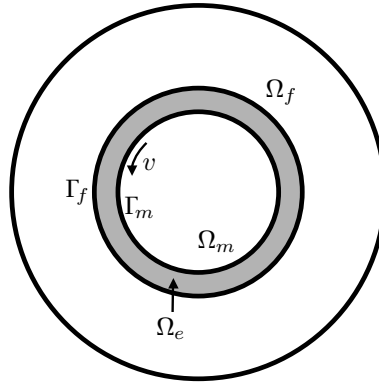
Na literatura existem vários métodos para a consideração do movimento em dispositivos elétricos, com partes móveis de geometria complexa, utilizando o Método de Elementos Finitos, (ANTUNES, 2005). Esses métodos podem ser classificados em duas categorias:

- Com a utilização de um único referencial independente da posição da parte móvel. Nessa metodologia o movimento é modelado pela introdução na equação do campo do termo  $\vec{v} \times \vec{B}$ ,  $\vec{v}$  é a velocidade. Isso só é possível se o sistema comporta uma parte móvel invariante, segundo a direção do movimento. Nesse caso, as equações matriciais não são mais simétricas, sendo necessária a utilização de técnicas especiais, (IDA; BASTOS, 1997; LUZ, 2003; SADOWSKI, 1993b).



- Com a utilização de dois referenciais, um móvel  $\Omega_m$  relacionado à parte em movimento e o outro à parte fixa  $\Omega_f$ , mostrado na Figura 9. Nessa abordagem, o movimento é tratado na região do entreferro. Duas técnicas podem ser utilizadas: métodos no qual o entreferro não é discretizado (métodos integrais) e que o entreferro é discretizado (métodos de recolagem de malhas e as técnicas de remalhagem), (SADOWSKI, 1993b).

Figura 9 – Utilização de Dois Referenciais



Fonte: Luz (2003, p. 51).

### 1.12.1 Métodos Integrais

As partes fixas e móveis são acopladas no entreferro por fórmulas integrais que utilizam os nós das bordas  $\Gamma_m$  e  $\Gamma_f$  do entreferro. Esse acoplamento não necessita malhar o entreferro e pode ser efetuado utilizando os métodos de integrais de fronteira (MIF) ou um macro-elemento na região do entreferro, (ABDEL-RAZEK et al., 1982).

#### 1.12.1.1 Integrais de Fronteiras

Nos métodos integrais apenas a fronteira do domínio de estudo é discretizada, possibilitando a redução da dimensão do problema (no caso de duas dimensões o problema é reduzido a uma linha). Dessa forma, o número de equações do sistema final é reduzido. Essa superfície deve

envolver o volume e não deve conter materiais não lineares, como é o caso do entreferro. Em geometria complexa, cada região com um material diferente deve ser envolvida por uma superfície integral e cada variável na fronteira está conectada a todas as outras, gerando uma matriz cheia, no nível dos graus de liberdade, associados as interfaces  $\Gamma_m$  e  $\Gamma_f$ , produzindo custos elevados em tamanho de memória e processamentos, (ABDEL-RAZEK et al., 1982).

### 1.12.1.2 Macroelemento

Este método é desenvolvido a partir do desenvolvimento da solução analítica do potencial vetor em série de Fourier, impondo a continuidade do mesmo na fronteira com os elementos finitos tradicionais. Ele possibilita o movimento livre da parte móvel e mantém sempre a conformidade entre a discretização da fronteira da região do entreferro (modelada pelo macroelemento) e as malhas de elementos finitos do estator e do rotor. A matriz resultante é cheia, no nível dos graus de liberdade, associados as interfaces  $\Gamma_m$  e  $\Gamma_f$ , devido à conectividade com todos os elementos adjacentes ao macroelemento nas suas fronteiras inferior e superior, elevando o tempo de processamento, (ABDEL-RAZEK et al., 1982).

## 1.12.2 Métodos de Recolagem das Malhas

### 1.12.2.1 Multiplicadores de Lagrange

O método Multiplicadores de Lagrange permite o deslizamento livre da parte móvel, ou seja, possibilita o acoplamento de malhas não conformes na interface entre o estator e o rotor. Utilizam-se restrições adicionais ligadas à continuidade do campo ou da indução na recolagem das partes fixa e móvel, ou seja, a cada deslocamento, acrescentam-se as equações que asseguram as condições de transmissão de  $\vec{H}$  ou de  $\vec{B}$  na interface  $\Gamma_e$ , na qual o movimento se realiza, (ANTUNES, 2005; LUZ, 2003).

### 1.12.2.2 Métodos de Interpolação e Extrapolação Nodal

Estes métodos são baseados na conexão dos nós das bordas móveis na interface  $\Gamma_e$ . Cada nó da parte móvel é conectado com os nós de um elemento da parte fixa. O potencial no nó móvel é expresso como uma combinação linear dos potenciais nos nós fixos.

### 1.12.2.3 Linha de Deslizamento

Neste método, as malhas fixa e móvel se deslocam através de uma linha. Este método exige uma malha regular no nível da interface  $\Gamma_e$ . O número e a dimensão dos segmentos nas fronteiras móveis e fixas devem ser os mesmos, permitindo um deslocamento da parte móvel em posições discretas de tal forma que as malhas fiquem sempre conformes. O passo de cálculo é, então, vinculado à discretização espacial.

## 1.12.3 Técnicas de Remalhagem

### 1.12.3.1 Remalhagem Parcial ou Banda de Movimento

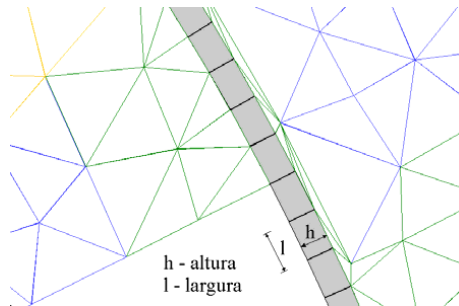
A utilização de elementos triangulares dentro do entreferro neste método pode levar a imprecisões no cálculo de certas grandezas, como o torque em função do deslocamento. De forma a obter uma melhor precisão, o entreferro é discretizado em elementos quadriláteros obtidos por elementos triangulares (SADOWSKI, 1993b). Para que isso seja possível, o lado interior e o lado exterior da banda de movimento possuam o mesmo número de divisões. Isso permite a utilização de passos de cálculo, consequentemente deslocamentos angulares, de tamanhos variados e independentes do grau de discretização da malha, desde que seja tolerada a deformação dos elementos situados na banda, como mostrado na Figura 10. Mesmo utilizando-se uma camada de elementos retangulares, outras imprecisões sempre estarão presentes. Elas decorrem principalmente da relação largura-altura dos elementos escolhidos no preenchimento da banda e da deformação que eles sofrem durante o movimento. Essas imprecisões podem ser observadas, por exemplo, na forma de onda da força eletromotriz, através da qual o ruído numérico é amplificado pela derivação ( $fem = -\partial_t \Psi$ ), (IDA; BASTOS, 1997; LUZ, 2003; OLIVEIRA, 2004).

A utilização das condições de contorno de periodicidade diminui o domínio de cálculo e consequentemente diminui os esforços computacionais. Essas ferramentas podem ser diretamente aplicadas à conexão da banda de movimento.

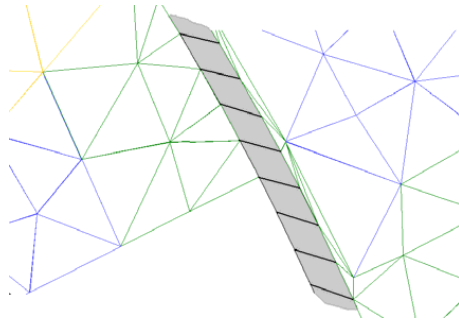
### 1.12.3.2 Remalhagem Completa

Esta técnica consiste na remalhagem completa da geometria do domínio de cálculo para cada deslocamento da parte móvel.

Figura 10 – Elementos da Banda de Movimento



(a) Sem deformação.



(b) Com deformação.

Fonte: [Oliveira \(2004, p. 172\)](#).

### 1.13 EQUAÇÕES MECÂNICAS

Com base nos valores calculados de forças magnéticas e torques, as equações mecânicas podem ser resolvidas a fim de atualizar as posições da estrutura analisada. O tratamento correto do movimento envolve um acoplamento entre o modelo mecânico e o modelo eletromagnético. Por um lado, os fenômenos eletromagnéticos produzem forças que atuam mecanicamente sobre os dispositivos produzindo o movimento. Por outro lado, o movimento mecânico atua sobre o modelo eletromagnético, transformando a geometria do problema e produzindo fenômenos como uma força eletromagnética induzida pelo movimento ([DELINCE et al., 1991](#); [ALBUNNI, 2010](#)). O movimento pode ser descrito como uma translação ou rotação da estrutura.

O movimento das estruturas magnéticas analisadas neste trabalho está baseado nas equações de Newton, nas quais se considera a força eletromagnética. Para o movimento de translação a seguinte equação é definida:

$$M \frac{dv}{dt} = F(t) - fv - X, \quad (1.80)$$

$M$  é a massa da parte móvel [kg],  $v$  é a velocidade [m/s],  $f$  é o coeficiente de atrito [N/(m/s)],  $X$  é a posição [m] e  $F(t)$  representa outras forças, incluindo a magnética [N].

A discretização temporal dessa equação pelo método de Euler é expressa por:

$$v(t) = \frac{Mv(t - \Delta t) + F(t)\Delta t - fv\Delta t - X\Delta t}{M + f\Delta t} \quad (1.81)$$

e

$$\Delta x = v(t)\Delta t \quad (1.82)$$

Do mesmo modo, o movimento de rotação dos componentes do dispositivo pode ser modelado utilizando as Equações de Euler, nas quais os sinais de entrada são os torques eletromagnéticos, obtidos a partir da solução das equações de campo.

## 1.14 ACOPLAMENTO ENTRE AS EQUAÇÕES DE CAMPO E A EQUAÇÃO DE CIRCUITO ELÉTRICO

Um aspecto importante que deve ser considerado na definição de um modelo para análise de dispositivos eletromagnéticos é o acoplamento de circuitos, conectados ao circuito magnético através de condutores ou indutores finos, de modo que suas correntes e tensões sejam consideradas. Essas grandezas são quantidades globais, derivadas das quantidades locais, como os campos elétricos e magnéticos. Neste trabalho, a aplicação dos circuitos elétricos está limitada a uma malha, que contém os elementos do circuitos como a fonte de tensão e a resistência, que podem ser lineares ou não.

Um exemplo de equação para esta malha é:

$$V = RI + \frac{\partial \Upsilon}{\partial t} \quad (1.83)$$

no qual  $\Upsilon$  representa o fluxo concatenado,  $V$  a tensão [V],  $R$  a resistência e  $I$  a corrente [A] na bobina.

Para resolver o problema do acoplamento das equações do campo e do circuito elétrico, vários métodos foram propostos como:

- A resolução separada das várias equações através de um cálculo das indutâncias;
- O método íntegro-diferencial que consiste em exprimir a corrente em função de uma integral da tensão;
- A resolução simultânea.

A equação de relação de circuito usada no GetDP para a formulação magnetodinâmica ( $\vec{A}$ - $V$ ) é dada por (GEUZAIN, 2001):

$$\partial t(\vec{A}, \vec{J}_{s,i})_{\Omega_{s,i}} + I_i(\sigma^{-1} \vec{J}_{s,i}, \vec{J}_{s,i})_{\Omega_{s,i}} = -V_i \quad (1.84)$$

Diferentes expressões da densidade de corrente unitária  $\vec{J}_{s,i}$  podem ser consideradas, conduzindo a diferentes aproximações da distribuições dos enrolamentos. A forma mais usada para  $\vec{J}_{s,i}$  é:

$$\vec{J}_{s,i} = \frac{N_i}{S_i} \vec{t}_i = \vec{w}_i, \quad (1.85)$$

$\vec{t}_i$  é o vetor unitário tangente à direção do enrolamento,  $S_i$  é a seção transversal do enrolamento,  $N_i$  é o número de espiras do enrolamento e  $\vec{w}_i$  é chamado de vetor densidade do condutor. Assim, a equação (1.84) se torna a equação de circuito classicamente usada:

$$\partial t(\vec{A}, \vec{w}_i)_{\Omega_{s,i}} + R_i I_i = -V_i, \quad (1.86)$$

$R_i$  é a resistência do enrolamento.

## 1.15 NÃOLINEARIDADE

Em diversos tipos de materiais utilizados na fabricação de dispositivos eletromagnéticos, a relutividade magnética do material  $\nu$  e a condutividade  $\sigma$  não são constantes, sendo dependentes da intensidade do campo magnético aplicado. Em problemas lineares, o cálculo das grandezas, como força e campo está relacionado a uma aplicação relativamente direta das técnicas de álgebra matricial, ou seja, tanto em domínios contendo apenas materiais lineares, quanto operando na região linear desses materiais; o sistema deve ser resolvido uma única vez a cada instante de tempo considerado.

Entretanto, para problemas não lineares, nos quais o efeito da saturação nos materiais ferromagnéticos é relevante, torna-se necessária uma avaliação não linear do sistema. As soluções desejadas são obtidas por uma sequência de passos (métodos), cada qual envolvendo a modificação da matriz de rigidez e/ou do vetor força, ou seja, a permeabilidade dos materiais não lineares é calculada, a cada instante de avaliação do sistema, de acordo com a curva  $B(H)$  do material e com os valores de campo existentes. Assim, para cada instante de cálculo considerado, existirá um ciclo de convergência local dos valores de  $\mu$  em cada elemento da malha, (OLIVEIRA, 2004).

Existem diversos métodos para a resolução de sistemas não lineares. Os dois principais são: método das aproximações sucessivas e método de Newton-Raphson.

### 1.15.1 Método das Aproximações Sucessivas

O método das aproximações sucessivas ou método do ponto fixo é um dos processos iterativos para a resolução de sistemas não lineares. Este método é utilizado devido a sua simplicidade, e quando o método de Newton-Raphson encontra uma formulação ou convergência difícil. O processo é o seguinte: inicialmente se utiliza um valor qualquer para o vetor solução  $\Psi$ . Geralmente faz-se o vetor solução nulo no passo inicial ( $\Psi_0 = 0$ ) para todos os nós. Em seguida utiliza-se uma aproximação  $\Psi$  para calcular a intensidade de campo  $H$  no elemento. A partir do valor da intensidade de campo se calcula a permeabilidade  $\mu$ , baseada na curva  $B(H)$ . O sistema global é obtido utilizando-se  $\mu$ . Tem-se, assim, um processo iterativo. O processo é repetido  $n$  vezes até se obter a convergência desejada.

### 1.15.2 Método de Newton-Raphson

O método de Newton-Raphson é um método iterativo que aproxima um conjunto de equações não lineares simultâneas por um conjunto de equações lineares usando a expansão por séries de Taylor. Em comparação com o método de aproximação sucessiva, ele converge mais rapidamente porque a solução é encontrada por funções tangentes (derivadas), em vez de uma simples linearização da curva  $B(H)$ .

A formulação do método consiste em se obter o resíduo do sistema

$$[R] = [S][A], \quad (1.87)$$

$S$  é a Jacobiana e  $A$  representa o potencial vetor.

Essa equação é expandida em série de Taylor entorno da origem, e os elementos de ordem maior que um são truncados:

$$R_{A_{k+1}} = R_{A_k} + \frac{\partial R_{A_k}}{\partial A} \Delta A_k, \quad (1.88)$$

sendo:

$$S = \frac{\partial R_{A_k}}{\partial A}, \quad (1.89)$$

$$\Delta A_k = \frac{A_{k+1} - A_k}{\alpha}, \quad (1.90)$$

$\alpha$  é denominado fator de relaxação do método e tem a propriedade de facilitar e acelerar a convergência.

Assim, é feita uma aproximação do potencial vetor, e com o seu valor calcula-se a intensidade de campo  $H$  no elemento. A partir do valor da intensidade de campo calcula-se a permeabilidade  $\mu$ , baseada na curva  $B(H)$ . O sistema global é obtido utilizando-se  $\mu$ , e tem-se assim um processo iterativo. O processo é repetido  $n$  vezes até se obter a convergência desejada.

## 1.16 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou sucintamente o método de elementos finitos no qual as equações mecânicas e as equações de controle foram implementadas. Além disso, realizou-se uma revisão das equações de Maxwell, das condições de contorno, das formulações da magnetostática e da magnetodinâmica na forma forte e na forma fraca. Considerou-se o movimento em máquinas elétricas, das condições periódicas e anti-periódicas aplicadas às máquinas elétricas bem como as equações de circuitos acopladas às equações do MEF.



## 2 CONTROLADORES

### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresenta-se-á alguns aspectos teóricos fundamentais a respeito da lógica Fuzzy, detalhando a sua estrutura. Será visto o processo de fuzzificação das entradas através de funções de pertinência, as regras, os sistemas de inferência Mamdani e Sugeno e o processo de defuzzificação para estes dois sistemas. Em seguida, apresenta-se uma introdução sobre o motor de indução e o controlador direto do torque (DTC). A estrutura deste controlador é detalhada explicando o inversor e como é realizado o cálculo da tensão, a estimação do fluxo e do torque, a detecção do setor, as histereses do fluxo e do torque e, por fim, explica-se e mostra-se a tabela de chaveamento.

### 2.2 CONTROLADOR FUZZY

A lógica Fuzzy é uma teoria que incorpora a experiência, a intuição, o conhecimento e a natureza imprecisa do processo decisório humano através de um conjunto de regras. Para o entendimento do procedimento adotado neste trabalho, apresenta-se a estrutura dos controladores Fuzzy, o processo de fuzzificação das entradas, os sistemas de inferência e o processo de defuzzificação.

O controlador Fuzzy procura imitar as ações do operador, incorporando a forma humana de pensar em um sistema de controle. Pode ser projetado para se comportar conforme o raciocínio dedutivo, utilizando conclusões baseadas em informações conhecidas, ([SIMÕES, 1999](#)). Em vários casos o modelo matemático não existe, não é conhecido ou é muito complexo para ser implementado em máquinas computacionais. Em tais situações um sistema baseado em regras empíricas pode ser mais eficaz ([CAMPONOGARA, 2009](#)).

A lógica Fuzzy, conhecida como lógica nebulosa ou difusa, foi desenvolvida por [Zadeh \(1965\)](#), que lançou as bases para a utilização da lógica Fuzzy baseando-se nas obras de Max Black e Jan Lukasiewicz, ([COX et al., 1998](#)). [Zadeh \(1965\)](#) propôs o conceito do conjunto Fuzzy, na análise de sistemas e processos de decisão, cuja complexidade não permitia a utilização de técnicas matemáticas convencionais. Com o objetivo de fornecer uma ferramenta matemática para o tratamento

das informações imprecisas ou vagas, a lógica Fuzzy foi inicialmente construída a partir dos conceitos já estabelecidos de lógica clássica, sendo o que diferencia a lógica Fuzzy da lógica booleana é a capacidade desta de se aproximar do mundo real no qual não existe somente respostas extremas. A lógica Fuzzy dá espaço ao meio termo apresentando ainda a possibilidade de mensurar o grau de aproximação da solução exata e assim inferir algo que seja necessário, (COX et al., 1998). Definem-se os operadores semelhantes aos tradicionalmente utilizados na lógica clássica. Outros operadores também foram adicionados ao longo do tempo, muitas vezes por necessidades devido aos modelos incertos ou imperfeitos encontrados na prática (CHEN; PAHM, 2001; KLIR; YUAN, 1995).

## 2.3 CONJUNTOS FUZZY

Tradicionalmente em uma proposição lógica de conjuntos, o conceito de pertinência de um elemento a um conjunto possui dois extremos: verdadeiro ou falso. Pode ser representado matematicamente pela função:

$$\chi_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{se } x \in A \\ 0 & \text{se } x \notin A \end{cases}, \quad (2.1)$$

$\chi_A(x)$  indica uma associação dos elementos  $x$  ao conjunto  $A$ , denotando se o elemento  $x$  pertence ou não pertence ao conjunto  $A$ .

Entretanto, muitos conjuntos não são definidos por uma fronteira clara. Então Zadeh (1965) propôs a extensão da lógica para o domínio contínuo, o intervalo  $[0,1]$ , permitindo que uma premissa varie em grau de verdade de 0 a 1, o que leva a uma transição gradual do falso para o verdadeiro, (CAMPONOGARA, 2009).

Dado um universo de discurso  $X$ , um subconjunto nebuloso  $A$  de  $X$  é definido por uma função de pertinência que associa a cada elemento  $x$  de  $X$  ao grau  $\mu_A(x)$ , compreendido entre 0 e 1, no qual  $x$  pertence a  $A$ , conforme (2.2):

$$\mu_A(x) : X \longrightarrow [0, 1], \quad (2.2)$$

A função que associa um número a cada elemento  $x$  do universo é dita função de pertinência  $\mu_A(x)$ , que resulta no nível de associação ou no grau de pertinência do elemento  $x$  com o conjunto Fuzzy  $A$ .

### 2.3.1 Função de Pertinência

Os conjuntos Fuzzy podem ser definidos em universos contínuos ou discretos. Se o universo  $X$  for discreto e finito, a função de pertinência e o universo são pontos de uma lista. Quando o universo for contínuo a função de pertinência é uma função matemática.

Cada ponto no espaço de entrada do universo de discurso é mapeado para um valor na função de pertinência, determinando o grau de nebulosidade. O grau de nebulosidade proposto por Zadeh (1965) faz com que a transição entre a pertinência e a não pertinência seja gradual e não abrupta, sendo um número entre 0 e 1, frequentemente denotado pela letra grega  $\mu$ . Quanto mais alto este número, maior é o grau de pertinência.

As funções de pertinência podem ter diferentes formas, dependendo do conceito que se deseja representar e do contexto em que são utilizadas.

#### 2.3.1.1 Triangular

A curva triangular (Figura 11) é uma função de um vetor  $x$  e depende de três parâmetros escalares  $a$ ,  $b$ , e  $c$ , tal como determinado pela equação (2.3).

$$\mu(x; a, b, c) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{cases}, \quad (2.3)$$

#### 2.3.1.2 Trapezoidal

A curva trapezoidal (Figura 12) é uma função de um vetor  $x$  e depende de quatro parâmetros escalares  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$ , tal como determinado em (2.4).

$$\mu(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c}, & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{cases}, \quad (2.4)$$

Figura 11 – Função de Pertinência Triangular

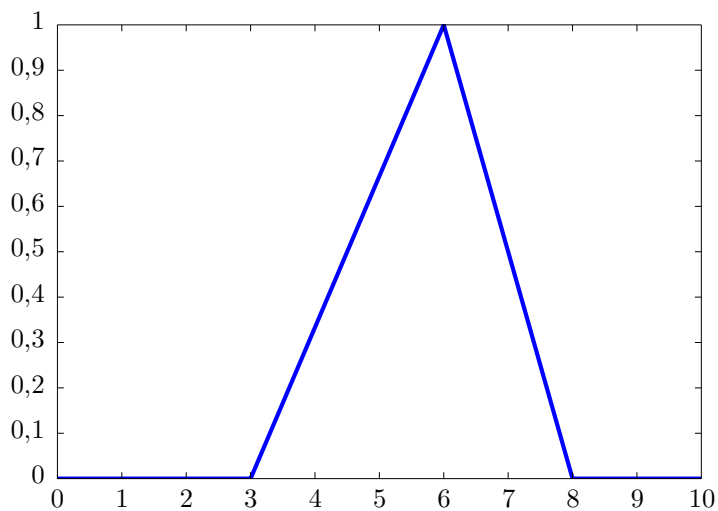
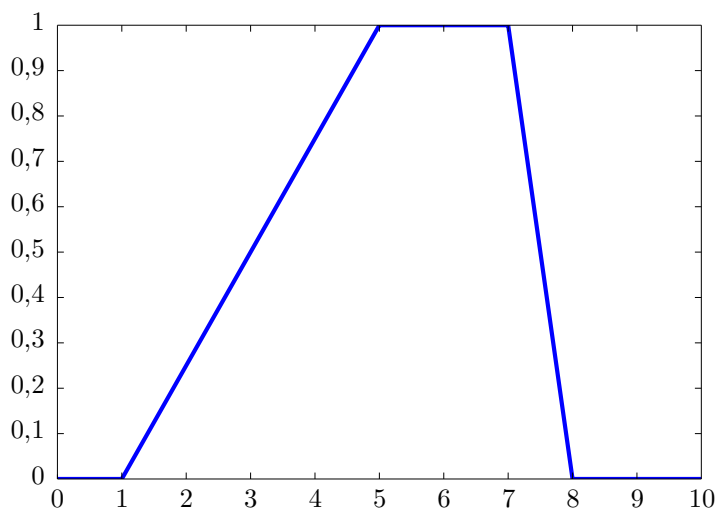


Figura 12 – Função de Pertinência Trapezoidal

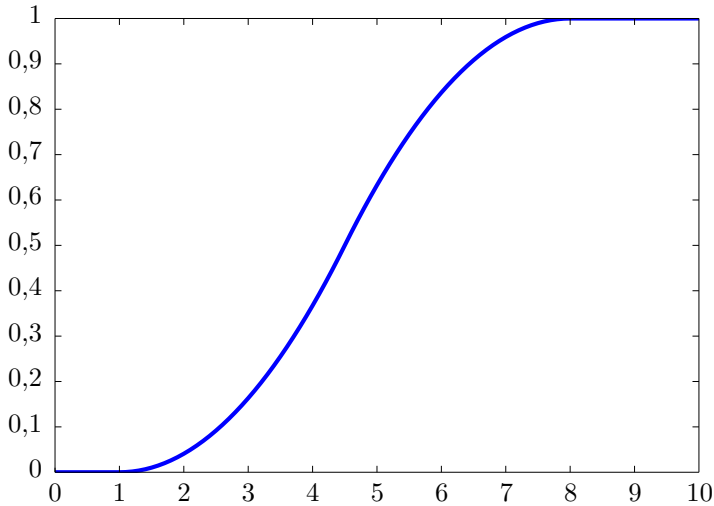


### 2.3.1.3 S-forma

Spline ([Figura 13](#)) é uma curva definida matematicamente por dois pontos de controle, mapeando o vetor  $x$ , e é chamado S-forma por causa do seu formato. Os parâmetros  $a$  e  $b$  estão localizados nos extremos da parte inclinada da curva; a função é mostrada na equação ([2.5](#)).

$$\mu(x; a, b) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ 2 \left( \frac{x-a}{b-a} \right)^2, & a \leq x \leq \frac{a+b}{2} \\ 1 - 2 \left( \frac{x-b}{b-a} \right)^2, & \frac{a+b}{2} \leq x \leq b \\ 1, & x \geq b \end{cases}, \quad (2.5)$$

Figura 13 – Função de Pertinência S-forma



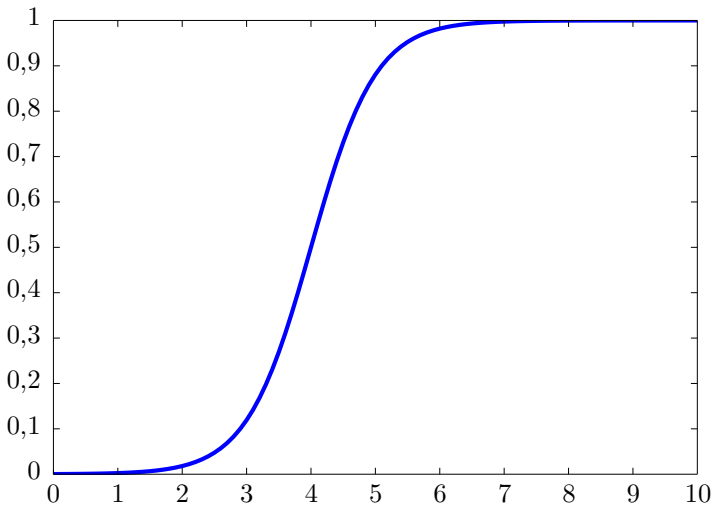
### 2.3.1.4 Sigmoidal

Uma função sigmóide ([Figura 14](#)) é uma função matemática que tem uma forma de “S” (curva sigmóide), sendo um mapeamento de um

vetor  $x$ , e depende de dois parâmetros  $a$  e  $c$ . A função de pertinência sigmoidal é inerentemente aberta à direita ou à esquerda, e é adequada para a representação de conceitos como “muito grande” ou “muito negativa”, sendo dependente do sinal do parâmetro  $a$  (ver equação (2.6)). Mais funções de pertinência podem ser construídas tomando o produto ou a diferença de dois membros sigmoidal de diferentes funções (figuras 15 e 16).

$$\mu(x; a, b) = \frac{1}{1 + e^{-a(x-c)}} \quad (2.6)$$

Figura 14 – Função de Pertinência Sigmoidal



#### 2.3.1.5 Z-forma

Sua curva lembra a letra “Z” (Figura 17) e seus parâmetros  $a$  e  $b$  estão localizados nos extremos da parte inclinada da curva, conforme a

Figura 15 – Produto de Duas Funções de Pertinência Sigmoidal

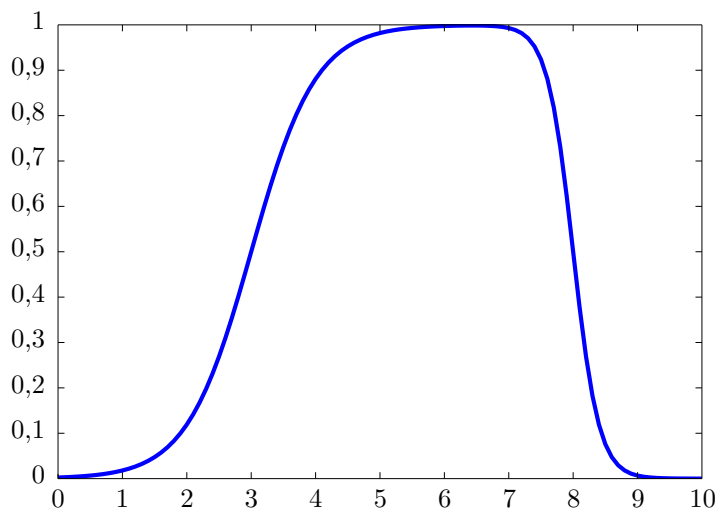
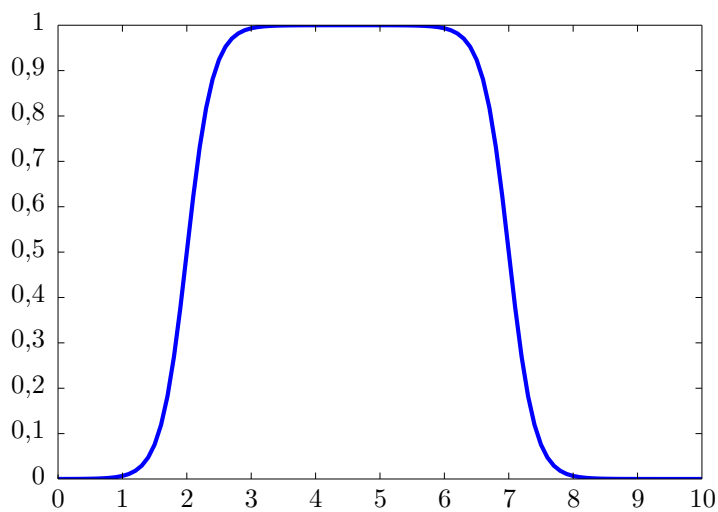


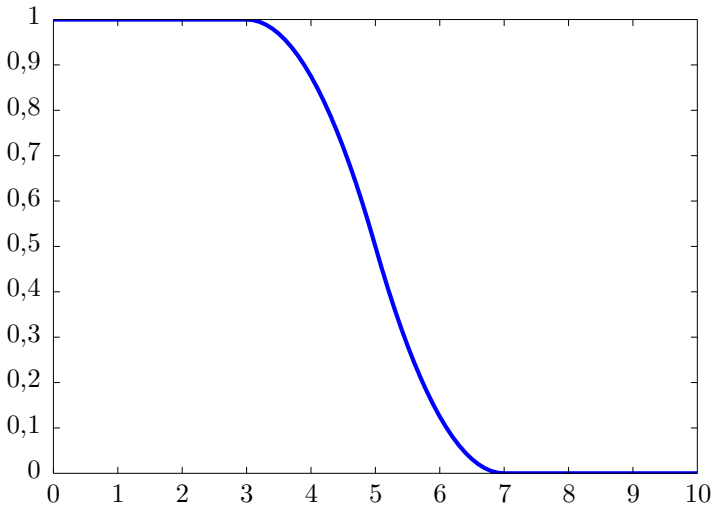
Figura 16 – Diferença de Duas Funções de Pertinência Sigmoidal



equação (2.7).

$$\mu(x; a, b) = \begin{cases} 1, & x \leq a \\ 1 - 2 \left( \frac{x - a}{b - a} \right)^2, & a \leq x \leq \frac{a + b}{2} \\ 2 \left( \frac{x - b}{b - a} \right)^2, & \frac{a + b}{2} \leq x \leq b \\ 0, & x \geq b \end{cases}, \quad (2.7)$$

Figura 17 – Função de Pertinência Z-forma



### 2.3.1.6 $\pi$ -forma

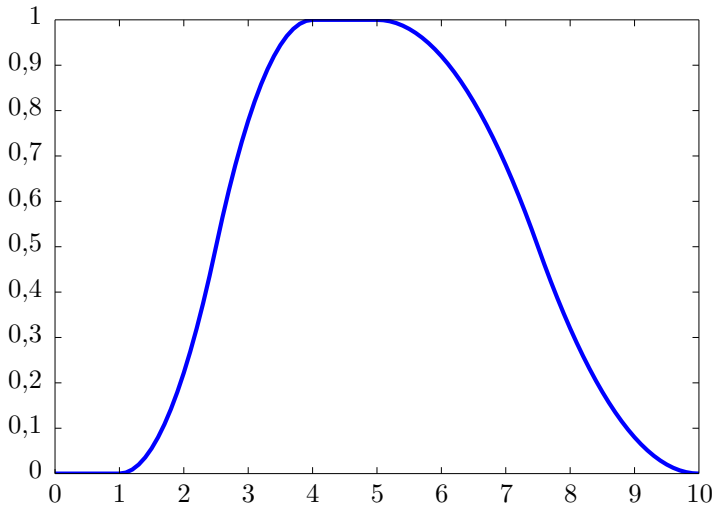
Esta curva (Figura 18) é o produto da função de pertinência S-forma e Z-forma. Os parâmetros  $a$  e  $d$  estão localizados na parte inferior da curva, enquanto que  $b$  e  $c$  estão localizados na parte superior



da curva, conforme a [Equação 2.8](#).

$$\mu(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ 2 \left( \frac{x-a}{b-a} \right)^2, & a \leq x \leq \frac{a+b}{2} \\ 1 - 2 \left( \frac{x-b}{b-a} \right)^2, & \frac{a+b}{2} \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ 1 - 2 \left( \frac{x-c}{d-c} \right)^2, & c \leq x \leq \frac{c+d}{2} \\ 2 \left( \frac{x-d}{d-c} \right)^2, & \frac{c+d}{2} \leq x \leq d \\ 0, & x \geq d \end{cases}, \quad (2.8)$$

Figura 18 – Função de Pertinência  $\pi$ -forma



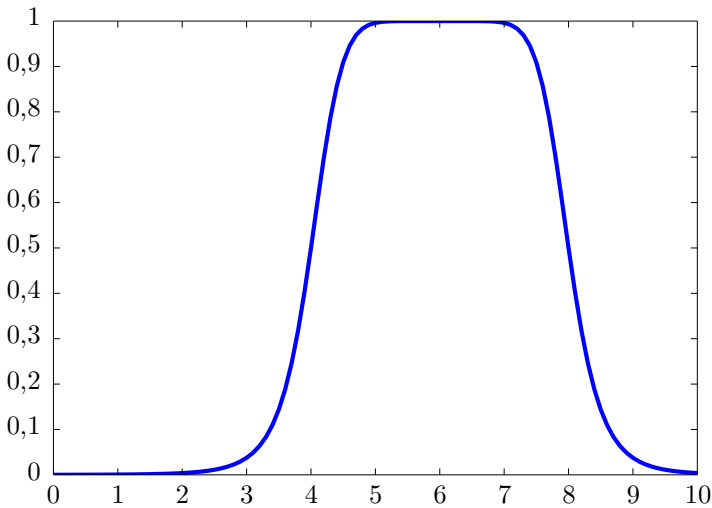
#### 2.3.1.7 Função Sino

A função sino ([Figura 19](#)) depende de três parâmetros  $a$ ,  $b$ , e  $c$ . O parâmetro  $b$  é normalmente positivo e o parâmetro  $c$  determina o

centro da curva, conforme a equação (2.9).

$$\mu(x; a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2b}} \quad (2.9)$$

Figura 19 – Função de Pertinência Sino



### 2.3.1.8 Função Gaussiana

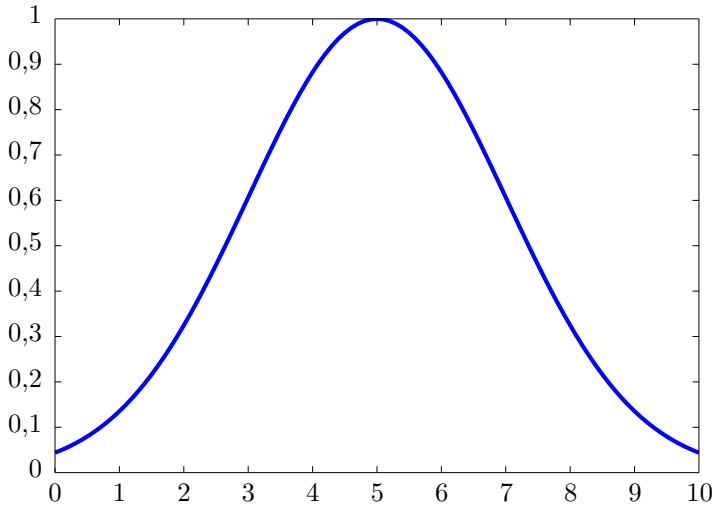
O gráfico de uma gaussiana (Figura 20) é simétrico e seu valor cai rapidamente em direção a zero. O parâmetro  $c$  representa a posição do centro do pico e  $\sigma$  é o desvio-padrão que controla a largura da curva, segundo a equação (2.10).

$$\mu(x; \sigma, c) = e^{\frac{-(x - c)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.10)$$

### 2.3.2 Propriedades

Zadeh (1965) propôs algumas operações sobre conjuntos Fuzzy através de suas funções de pertinência, utilizando os operadores *max* e

Figura 20 – Função de Pertinência Gaussiana



*min* para a descrição da união, interseção e complemento dos conjuntos Fuzzy.

Definindo dois conjuntos Fuzzy  $A$  e  $B$  no universo  $x$ , tem-se:

### 2.3.2.1 União

A união é implementada por uma família de operações chamadas de T-normas. A união desses dois conjuntos Fuzzy ( $A \cup B$ ) é dada pela equação (2.11) no modelo de Zadeh (1965), (Figura 21) e pela equação (2.12) no modelo probabilístico.

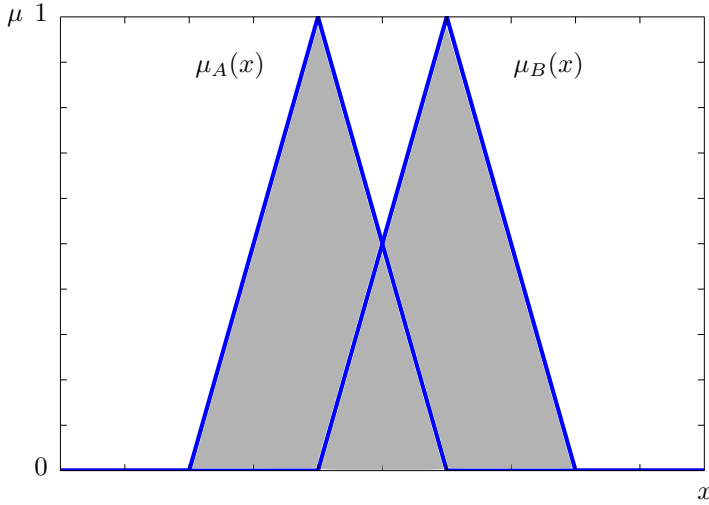
$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)), \quad \forall x \in X \quad (2.11)$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \mu_B(x), \quad \forall x \in X \quad (2.12)$$

### 2.3.2.2 Interseção

A interseção é implementada por outra família de operações conhecidas como T-conormas. O grau de pertinência de um elemento

Figura 21 – União de Dois Conjuntos Fuzzy



$x$  em relação à interseção desses dois conjuntos Fuzzy ( $A \cap B$ ) é dada pela equação (2.13) conforme Zadeh (1965), (Figura 22) e na equação (2.14) no modelo probabilístico.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)), \quad \forall x \in X \quad (2.13)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x)\mu_B(x), \quad \forall x \in X \quad (2.14)$$

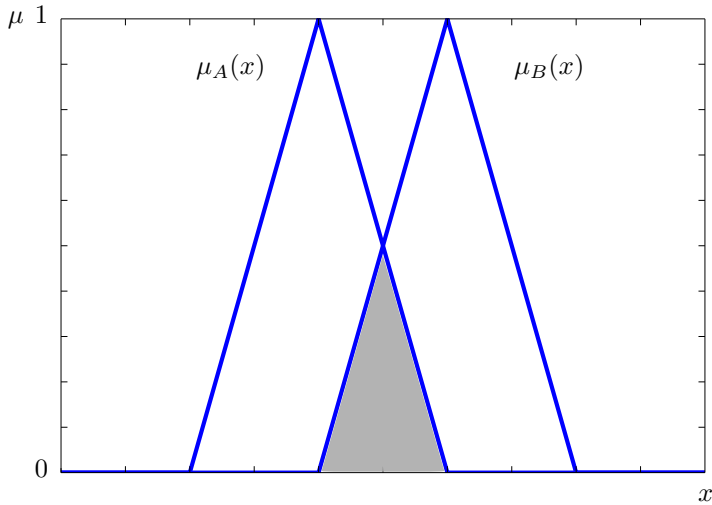
### 2.3.2.3 Complemento

O complemento do conjunto  $A$  de acordo com a Figura 23 é definido pela equação (2.15) (ZADEH, 1965).

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x), \quad \forall x \in X \quad (2.15)$$

O conjunto das T-normas e T-conormas formam as normas triangulares. Cada norma triangular  $\mu : [0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$  verifica, para todos os  $x, y, z$  em  $[0, 1]$ , as propriedades abaixo (BITTENCOURT, 1998).

Figura 22 – Interseção de Dois Conjuntos Fuzzy



- Comutatividade:  $\mu(x, y) = \mu(y, x)$
- Associatividade:  $\mu(x, \mu(y, z)) = \mu(\mu(x, y), z)$
- Monotonicidade: *SE*  $x \leq z$  e  $y \leq t$ , *ENTÃO*  $\mu(x, y) \leq \mu(z, t)$

Cada T-norma  $\top$  verifica a propriedade:  $\top(x, 1) = x$  (elemento neutro 1), e cada T-conorma  $\perp$  verifica a propriedade:  $\perp(x, 0) = x$  (elemento neutro 0). As T-norma  $\top$  e as T-conorma  $\perp$  são duais em relação à operação de negação  $\neg$  se elas satisfazem as relações de De Morgan (BITTENCOURT, 1998). Assim, tem-se:

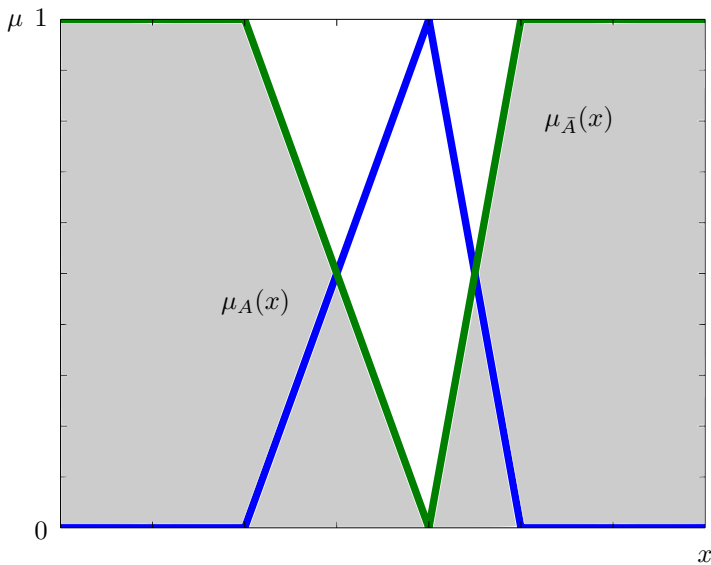
$$\neg(\top(A, B)) = \perp(\neg(A), \neg(B)) \quad (2.16)$$

$$\neg(\perp(A, B)) = \top(\neg(A), \neg(B)) \quad (2.17)$$

## 2.4 VARIÁVEIS LINGUÍSTICAS

As variáveis linguísticas constituem o “vocabulário” da lógica Fuzzy, trazendo toda a incerteza presente no pensamento e na expressão oral do ser humano para sistemas de decisão que priorizam o padrão e

Figura 23 – Complemento de Um Conjunto Fuzzy

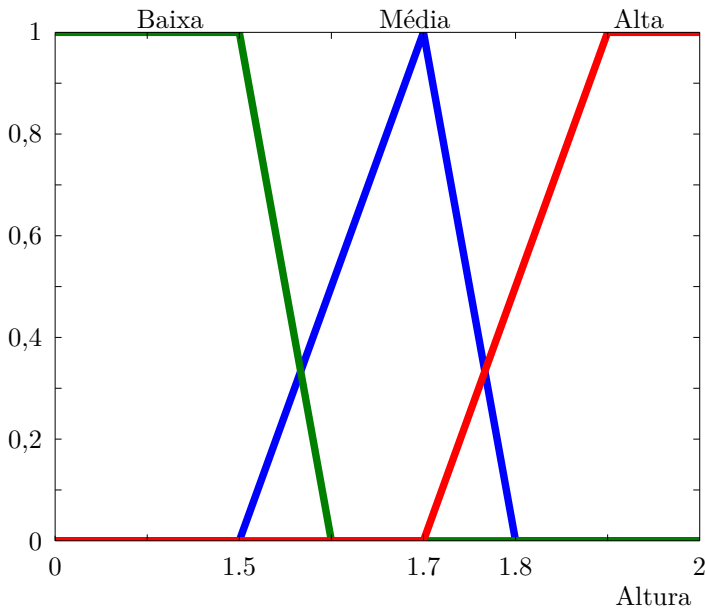


respeitam determinada metodologia durante o cálculo computacional envolvido. Essa característica da lógica Fuzzy é possível por considerar a parcela de informação relativa e não a incerteza estocástica, mas a incerteza léxica presente em qualquer problema real analisado em que estejam envolvidas variáveis linguísticas (ALTROCK, 1996).

A ideia relacionada à incerteza estocástica contida em uma determinada variável, corresponde exatamente ao grau de probabilidade de que a informação nela contida seja realmente verdadeira ou não. Esta é a maneira como os modelos probabilísticos relacionam suas variáveis para determinar resultados.

A incerteza léxica, contida na linguagem e no modo de pensar humano, busca através de abstrações e analogias, sentenças que consigam contextos difíceis de serem modelados. Da mesma forma que as variáveis algébricas assumem valores numéricos, uma variável linguística pode ter palavras ou sentenças como valores. Por exemplo, os termos linguísticos *Baixa*, *Média* e *Alta* são relacionados à variável linguística *Altura* (Figura 24).

Figura 24 – Variáveis Linguísticas



## 2.5 ESTRUTURA DO CONTROLADOR FUZZY

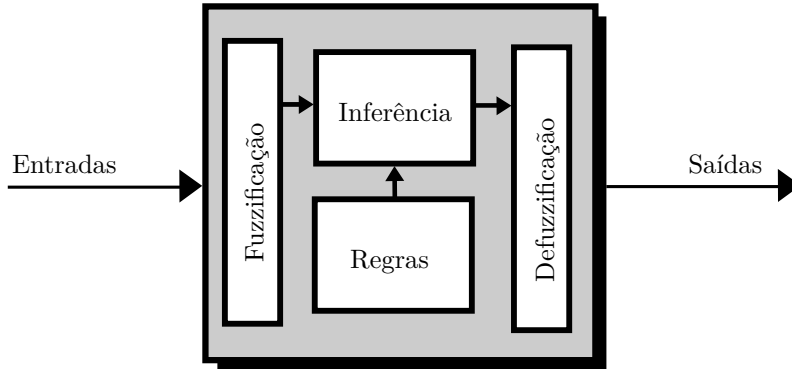
O controlador Fuzzy pode acomodar várias entradas e saídas. Suas regras podem ser executadas em paralelo, implicando uma ação recomendada para cada regra, (JANTZEN, 2007). Este controlador consiste em um estágio de entrada (fuzzificação), um estágio de processamento (inferência) e um estágio de saída (defuzzificação), conforme ilustra a Figura 25, (CAMPONOGARA, 2009).

### 2.5.1 Fuzzificação

Neste estágio o controlador Fuzzy mapeia os sensores e as outras entradas não Fuzzy resultantes de medições ou observações para funções de pertinência apropriadas e valores verdade.

Seja uma frase da forma ( $x$  é  $T_i$ ),  $x$  é o nome de uma variável linguística e  $T_i$  é um subconjunto Fuzzy definido no universo de discurso  $U$  de  $x$ . A frase ( $x$  é  $T_i$ ) é chamada de uma proposição Fuzzy, que é interpretada no processo de fuzzificação. A conversão de um valor físico (numérico) de  $x$  no seu correspondente termo linguístico com

Figura 25 – Arquitetura do Controlador Fuzzy



Fonte: [Camponogara \(2009, p. 22\)](#).

a associação de um grau de pertinência,  $x \longrightarrow \mu_{T_i}(x)$  é chamada de fuzzificação. A função de pertinência  $\mu_{A(x)}$  representa o equivalente Fuzzy do valor  $x$  ([KOVACIC; BOGDAN, 2010](#)).

As proposições Fuzzy podem ser combinadas utilizando-se diferentes operadores, gerando novas proposições Fuzzy. Como exemplos de operadores tem-se os conectivos lógicos *E* e *OU*, bem como o operador de implicação *SE...ENTÃO*. As proposições Fuzzy resultantes da combinação podem ser descritas em termos de relações Fuzzy. As relações podem-se referir a elementos de um mesmo universo ou a elementos de universos disjuntos, ([CAMPONOGARA, 2009](#)).

### 2.5.2 Regras Fuzzy

A base de regras Fuzzy é um componente central do controlador Fuzzy, que representa a “inteligência” de qualquer algoritmo de controle Fuzzy. É o lugar no qual o conhecimento e a experiência do projetista são corretamente interpretados e devem ser organizados em um conjunto apropriado de regras, ([KOVACIC; BOGDAN, 2010](#)). A associação intuitiva que existe entre as entradas e as saídas de alguns sistemas geralmente é difícil de ser descrita de uma maneira matematicamente correta, devido à sua natureza incerta, com informações subjetivas. As regras Fuzzy são uma ferramenta capaz de modelar e usar este conhecimento ([ALTROCK, 1996](#)).

A base de regras Fuzzy pode ser descrita como uma relação Fuzzy,



podendo determinar diferentes tipos de bases de regras Fuzzy na forma *SE...ENTÃO*. A parte do *SE* é o antecedente e a parte do *ENTÃO* é o consequente. Por exemplo, a regra “*SE* o nível é baixo, *ENTÃO* abra V1”. As regras são conhecidas como “implicação”, pois os seus valores implicam no valor de saída do controlador, ou seja, no exemplo o valor de “nível” implica no valor de V1 no controlador.

### 2.5.3 Inferência

Nesta etapa são avaliados os graus de compatibilidade das variáveis premissas com seus respectivos antecedentes nas regras “*SE...ENTÃO*”, atribuindo uma pertinência da variável ao conjunto. Em seguida, é necessário determinar a força ou o grau de ativação de uma regra, combinando os graus de compatibilidade das variáveis premissas com seus antecedentes. De acordo com os conectivos lógicos presentes na premissa da regra e do tipo de norma adotada, obtém-se um grau de ativação para a regra, ou seja, a implicação Fuzzy. Com base no grau de ativação determina-se o consequente produzido por uma determinada regra. Cada regra produz um consequente e o resultado da etapa inferência dependerá da combinação desses consequentes. Essa etapa é chamada de agregação, a qual tem por resultado um conjunto Fuzzy.

Existem diversos modelos que podem ser utilizados na formação das regras do sistema de inferência Fuzzy. Os mais utilizados são o Mamdani e o Sugeno.

#### 2.5.3.1 Mamdani

O método de Mamdani foi proposto em 1975 por Ebrahim Mandani como uma tentativa de controlar uma combinação de máquina a vapor e caldeira, sintetizando um conjunto de regras de controles linguísticos obtidos a partir da experiência de operadores humanos (MAMDANI; ASSILIAN, 1975).

A inferência Mamdani possui as etapas: fuzzificação das entradas, aplicação dos operadores Fuzzy, implicação, agregação e a defuzzificação. Uma característica desse método é a utilização de funções de pertinência na saída. Após o processo de agregação, há um conjunto Fuzzy para cada variável de saída sendo necessária a defuzzificação.

#### 2.5.3.2 Sugeno

O modelo Fuzzy Sugeno, ou método de Takagi-Sugeno-Kang de inferência Fuzzy (SUGENO, 1985), é semelhante ao método Mamdani.

As duas primeiras etapas do processo de inferência Fuzzy, a fuzzificação das entradas e a aplicação dos operadores Fuzzy, são exatamente as mesmas. A principal diferença entre Mamdani e Sugeno são as funções de pertinência de saída, que no Sugeno são dadas por funções lineares ou por constantes. Esse método permite a simplificação do cálculo de agregação, a fim de obter uma solução mais rápida. É frequentemente utilizado em aplicações de tempo real, nas quais o tempo de cálculo é importante.

### 2.5.3.3 Implicação

Os operadores de implicação são utilizados para modelar regras de inferência do tipo “*SE...ENTÃO*”. Essas operações recebem como entrada os valores da fuzzificação e os valores de saída contidos na inferência. O resultado da operação é o dado de saída da relação de implicação.

Por exemplo: seja  $\alpha$  o grau de compatibilidade entre as condições estabelecidas na premissa, entre os valores encontrados no sistema e entre  $C$ , definido em  $Z$ , o conjunto nebuloso presente na conclusão da regra. Para verificar o grau que a premissa implica na conclusão. Dados os valores encontrados no sistema, verifica-se o quanto  $\alpha$  implica  $\mu_C(z)$  para todo  $z \in Z$  (BITTENCOURT, 1998). Os métodos para definir uma implicação mais utilizados são o de Larsen e o de Mamdani.

A implicação Mamdani calcula o valor mínimo entre o valor resultante da T-norma utilizada para implementar o conectivo  $E$  no antecedente e a função de pertinência do conjunto Fuzzy do consequente da regra (2.18).

$$\phi[\mu_a(x), \mu_B(y)] \equiv \mu_A(x) \wedge \mu_B(y), \quad (2.18)$$

$A$  e  $B$  são conjuntos nebulosos.

A implicação Larsen multiplica o valor resultante da T-norma utilizada para implementar o conectivo  $E$  no antecedente pela função de pertinência do conjunto Fuzzy do consequente da regra (2.19).

$$\phi[\mu_a(x), \mu_B(y)] \equiv \mu_A(x) \mu_B(y) \quad (2.19)$$

### 2.5.3.4 Agregação

A agregação é o processo de combinar os consequentes (conjuntos Fuzzy) que representam as saídas de cada regra em um único conjunto Fuzzy. Normalmente, faz-se a agregação pelo máximo, ou seja, entre os diversos consequentes de um mesmo conjunto gerados na implicação,

seleciona-se o de maior grau de pertinência. Os métodos de agregação são dados por: máx (máximo), probor (probabilística ou) e sum (soma), representados pelas equações (2.20), (2.21) e (2.22), respectivamente.

$$\mu_U(x_k, y_k, u) = \mu_U^r FR^i(x_k, y_k, u) = \max\{\min_{i=1}^r[\mu_{Rpq}, \mu_{pm}]\} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} \mu_U(x_k, y_k, u) &= \mu_{U_{i=1}}^r FR^i(x_k, y_k, u) \\ &= \sum \min_{i=1}^r[\mu_{Rpq}, \mu_{pm}] - \prod \min_{i=1}^r[\mu_{Rpq}, \mu_{pm}] \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\mu_U(x_k, y_k, u) = \mu_{U_{i=1}}^r FR^i(x_k, y_k, u) = \sum \min_{i=1}^r[\mu_{Rpq}, \mu_{pm}] \quad (2.22)$$

## 2.5.4 Defuzzificação

A saída de cada regra é nebulosa, sendo necessário convertê-las em um escalar, de modo que a natureza da ação possa ser determinada pelo sistema. A defuzzificação é o processo de conversão de um número Fuzzy em um número real. Para um modelo de tipo Mamdani, a defuzzificação de um conjunto nebuloso de saída para um único valor de saída pode ser realizado por alguns métodos como: o método da centroide, bisetor, média dos máximos, primeiro dos máximos e o método último dos máximos. Em um modelo do tipo Sugeno, a defuzzificação é feita pela média ponderada, ou a soma ponderada das funções lineares e constantes.

### 2.5.4.1 Centróide

Este método foi desenvolvido por Sugeno em 1985. Esta é a técnica mais utilizada e é muito precisa, tendo como solução a abcissa do centro de gravidade. A técnica defuzzificação centroide pode ser expressa como:

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \frac{\sum_{i=1} u_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)}{\sum_{i=1} \mu_u(x_k, y_k, u_i)}, \quad (2.23)$$

$\mu_{FC}(x_k, y_k)$  é a saída defuzzificada,  $\mu_u(x_k, y_k, u_i)$  é a função de adesão agregada e  $u_i \in U$  é um elemento discreto de um conjunto Fuzzy de saída.

### 2.5.4.2 Média dos Máximos - MOM

O método da média dos máximos, (equação (2.24)), é uma derivação do método de centro de gravidade. Ele calcula a média entre os dois elementos extremos no universo que correspondem aos maiores valores da função de pertinência (LEEKWIJCK; KERRE, 1999).

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \sum_{i=1}^l \frac{u_i}{l}, \quad (2.24)$$

$l$  é o número dos valores  $u$  quantizados, que atingem os valores máximos de  $\mu_u(x_k, y_k, u_i)$ .

### 2.5.4.3 Primeiro dos Máximos - FOM

Este método encontra o primeiro ponto entre os valores que têm o maior grau de pertinência inferido pelas regras, de acordo com:

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \{\min(u_i | \mu_u(x_k, y_k, u_i) = \max(\mu_u(x_k, y_k, u_i)))\} \quad (2.25)$$

### 2.5.4.4 Último dos Máximos - LOM

Este método encontra o último ponto entre os valores que têm o maior grau de pertinência inferido pelas regras, de acordo com:

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \{\max(u_i | \mu_u(x_k, y_k, u_i) = \max(\mu_u(x_k, y_k, u_i)))\} \quad (2.26)$$

### 2.5.4.5 Bissetor

Este método calcula o ponto de encontro das bissetrizes dos ângulos internos do conjunto nebuloso. A bissetriz é a linha vertical que vai dividir a região em duas sub-regiões de mesma área, mas nem sempre esta linha coincide com a linha de centroide (equação (2.27)).

$$\sum_{i=1}^M \mu_u(x_k, y_k, u_i) = \sum_{j=1}^N \mu_u(x_k, y_k, u_j), \quad (2.27)$$

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = u_M$$

#### 2.5.4.6 Média Ponderada - wtaver

Neste método a saída é obtida pela média ponderada da saída de cada conjunto de regras, conforme equação (2.28).

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_u(x_k, y_k, u_i) u_i}{\sum_{i=1}^m \mu_u(x_k, y_k, u_i)} \quad (2.28)$$

#### 2.5.4.7 Soma Ponderada - wtsum

Neste método a saída é obtida pela soma ponderada da saída de cada conjunto de regras, conforme equação (2.29).

$$\mu_{FC}(x_k, y_k) = \sum_{i=1}^m \mu_u(x_k, y_k, u_i) u_i \quad (2.29)$$

## 2.6 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

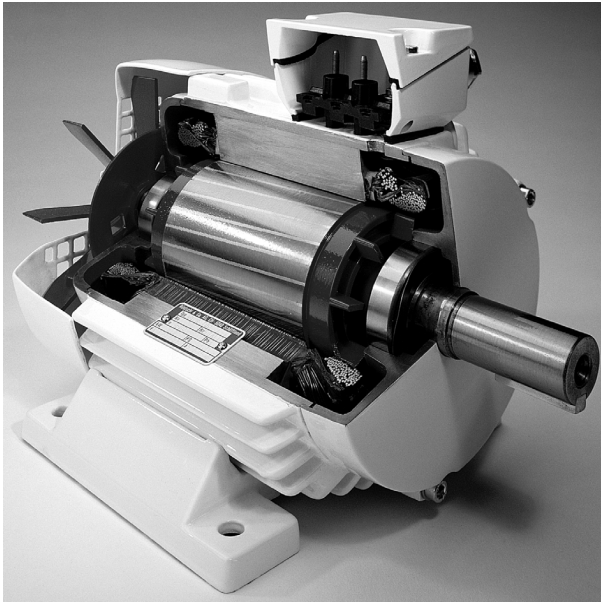
O motor de indução (Figura 26) é o motor elétrico mais utilizado atualmente, tanto para motorização de sistemas, quanto para processos industriais. Sua principal vantagem em relação ao motor de corrente contínua é a eliminação do atrito de todos contatos elétricos deslizantes e uma construção bastante simples, de baixo custo e robusta. Outra vantagem do motor de indução é que ele é fabricado em diversas potências, desde 1/4 de HP até mais de 3000 HP; além de ser robusto em termos de operação, proporciona vantagens econômicas consideráveis tanto na aquisição, quanto na manutenção. As desvantagens do motor são: controle de velocidade difícil, corrente de partida elevada e fator de potência baixo e indutivo (WERNER, 2001).

O princípio fundamental de funcionamento dos motores rotativos (Figuras 27 e 28) é a criação do campo magnético girante através da aplicação de corrente alternada nos seus enrolamentos do estator, gerando assim o campo magnético do estator. Produz então uma força eletromotriz induzida (FEM.), devido ao fluxo magnético variável que atravessa o rotor. Nos motores de indução, a FEM induzida dá origem a uma corrente induzida no rotor que tende a opor-se à causa que lhe deu origem, criando assim um movimento giratório no rotor.

### 2.6.1 Controle Direto de Torque (DTC) do Motor de Indução Trifásico

No passado, os motores de corrente contínua (CC) eram bastante utilizados nas áreas que necessitam de uma velocidade de operação

Figura 26 – Motor de Indução Trifásico Corte

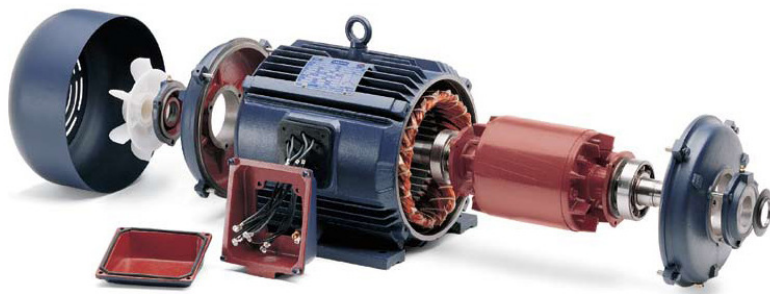


Fonte: [Rockwell Automation](#) (1996, p. 7).

variável, pois o seu fluxo e torque podem ser facilmente controlados pelo campo e pela corrente de armadura. Esse tipo de motor requer manutenção periódica devido à existência de comutador e escovas. Ele tem capacidade limitada na comutação em alta velocidade e em condições operacionais de alta tensão. Esses problemas foram resolvidos a partir da aplicação de motores de corrente alternada (CA), os quais podem ter uma estrutura simples e robusta. Sua pequena dimensão em comparação com os motores CC permite serem projetados com maior potência de saída para um baixo peso e baixa massa em rotação (VAS, 1998).

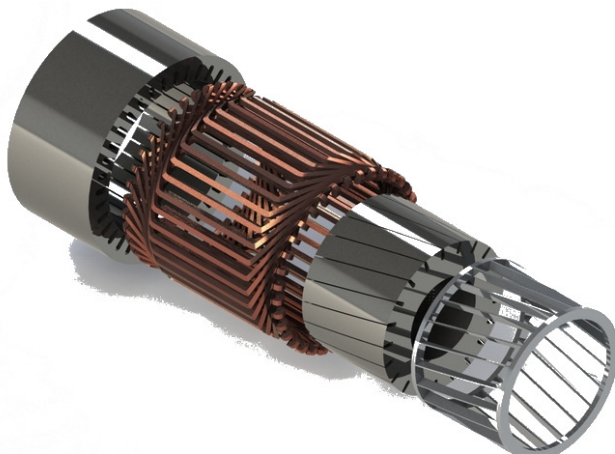
Inicialmente, os motores CA eram utilizados em aplicações em que o uso dos motores CC eram incompatíveis pelo ambiente de trabalho ou pelos limites do comutador. Esses limites eram gerados devido ao elevado custo de inversores estáticos eficientes e pela frequência de comutação rápida. No entanto, avanços no campo da eletrônica de potência e a tendência constante de conversores mais baratos e eficazes,

Figura 27 – Motor de Indução Trifásico Visão Expandida



Fonte: [Eitel \(2012, p. 1\)](#).

Figura 28 – Motor de Indução Trifásico - Rotor e Estator Expandido



Fonte: [GRABCAD \(2015, p. 1\)](#).

o motor CA se tornou mais favorável economicamente que os motores CC (VAS, 1998; ONG, 1998).

Entre os motores CA, os motores de indução de gaiola possuem baixo custo. O motor de indução é simples, robusto e está disponível em todas as potências. Devido à sua excelente capacidade de controle, pode competir com os motores CC de alto desempenho (VAS, 1998; PUMA, 2013).

O controle de máquinas CA pode ser classificado em: controle escalar e vetorial. Os controles escalares são simples de implementar e oferecem uma boa resposta em regime. No entanto, a sua dinâmica é lenta, pois os transitórios não são controlados (ABU-RUB; IQBAL; GUZINSKI, 2012).

Para obter alta precisão e boa dinâmica utiliza-se os sistemas de controle de vetores em malha fechada. Utilizando essas técnicas é possível transformar a característica não linear da relação torque  $\times$  velocidade do motor de indução para uma característica constante (PUMA, 2013).

O conceito do controle direto de torque (DTC) foi proposto por Takahashi e Noguchi (1986), nele a seleção de tensão é realizada através de uma tabela de chaveamento.

### 2.6.1.1 Controle Direto de Torque com Tabela de Chaveamento (ST-DTC)

O DTC é um controle que não depende da modelagem matemática do motor de indução trifásico (MIT), usando diretamente as equações físicas do sistema integrado da máquina e a sua fonte. Esse método controla diretamente o vetor do fluxo concatenado do estator e o torque eletromagnético atuando diretamente na orientação do fluxo do estator. Essa orientação é realizada através de uma seleção dos vetores de tensão configurados em uma tabela de chaveamento (ABU-RUB; IQBAL; GUZINSKI, 2012). No MIT é possível controlar diretamente a ligação do fluxo do estator e o torque eletromagnético pela seleção dos vetores de tensão do conversor.

A seleção do vetor de tensão mais adequado é feita de tal maneira que os erros de fluxo e do torque são restringidos dentro de respectivas bandas de fluxo e torque (histerese). No caso de um MIT simétrico, o torque eletromagnético pode ser representado através do produto vetorial entre os vetores espaciais do fluxo concatenado ( $\vec{\Psi}_s$ ) e da corrente do estator ( $\vec{i}_s$ ), isto é:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \vec{\Psi}_s \times \vec{i}_s, \quad (2.30)$$



$P$  é o número de pares de pólos.

Considera-se que:

$$\vec{\Psi}_s = |\vec{\Psi}_s| e^{j\rho_s} \quad (2.31)$$

$$\vec{i}_s = |\vec{i}_s| e^{j\alpha_s}, \quad (2.32)$$

$\rho_s$  e  $\alpha_s$  são os ângulos dos vetores espaciais do fluxo concatenado e da corrente do estator em relação ao eixo real do sistema de referência estacionário.

Assim tem-se:

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \vec{\Psi}_s \vec{i}_s \text{sen}(\alpha) \quad (2.33)$$

$\alpha = \alpha_s - \rho_s$  é o ângulo entre os vetores do fluxo e da corrente do estator.

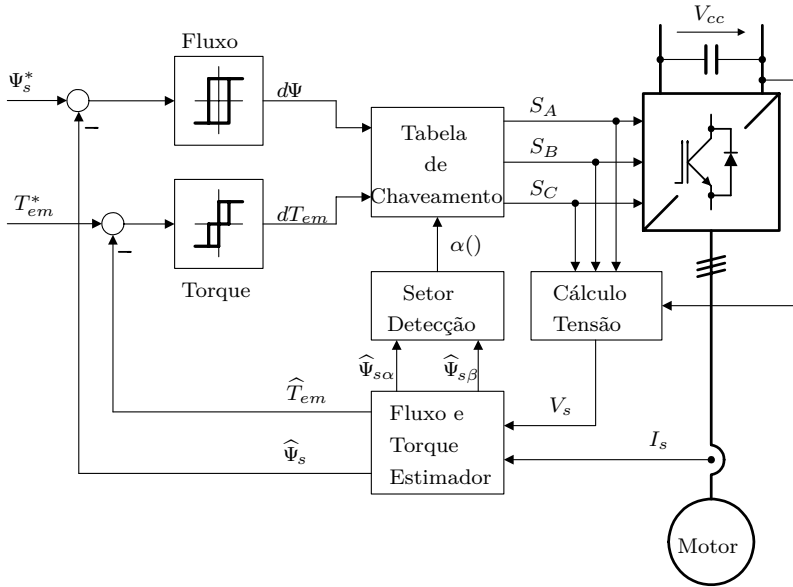
Mantendo o valor do fluxo constante (valor pré-definido), o controle do torque pode ser obtido alterando o ângulo  $\alpha$  na direção desejada, a partir do chaveamento do inversor, resultando em uma alteração do vetor da tensão.

O diagrama de blocos da [Figura 29](#) descreve o funcionamento deste controlador que possui duas malhas de controle, uma para o fluxo do estator e outra para o torque. Cada uma delas possui um bloco de histerese que tem como entrada a diferença entre o valor de referência ( $\Psi_s^*$  e  $T_{em}^*$ ) e o valor estimado ( $\hat{\Psi}_s$  e  $\hat{T}_{em}$ ). Os valores de saída dos blocos de histerese mais o setor ( $\alpha()$ ) em que se encontra o vetor do fluxo do estator são os valores de entrada da tabela de chaveamento, nos quais estão contidos os valores para cada possível combinação de entrada. Assim, a tabela de chaveamento gera os pulsos  $S_A$ ,  $S_B$  e  $S_C$  para controlar o inversor ([ŻELECHOWSKI, 2005](#)). Nos terminais da máquina são obtidos os valores de correntes  $I_{abc}$ , de tensão do elo  $V_{cc}$  e da função de chaveamento do conversor. Essa função de chaveamento é usada para o cálculo das tensões  $V_{abc}$ . Os sinais de corrente e de tensão são transformados para o sistema de coordenadas de dois eixos  $V_{\alpha\beta}$  e  $I_{\alpha\beta}$ . Esses valores são as variáveis de entrada para o estimador de fluxo e do torque.

#### 2.6.1.1.1 Inversor de Seis Pulsos

O MIT é alimentado com um inversor de tensão trifásico; as chaves utilizadas no inversor são os transistores do tipo IGBT (*Insulated*

Figura 29 – Diagrama de Bloco do Método de Controle Direto do Torque



Fonte: Żelechowski (2005, p. 59).

*Gate Bipolar Transistor*), ou em caso de alta potência os tiristores GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) e diodos de roda livre, Figura 30. O inversor fonte de tensão de dois níveis possui seis vetores espaciais de tensão ativos ( $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5$  e  $\vec{v}_6$ ) e dois tipos diferentes de vetores de tensão espaciais nulos ( $\vec{v}_7$  e  $\vec{v}_8$ ), Figura 31, (TINTINEI; SURANDRA, 1996; KRAUSE et al., 2013; VAS, 1998).

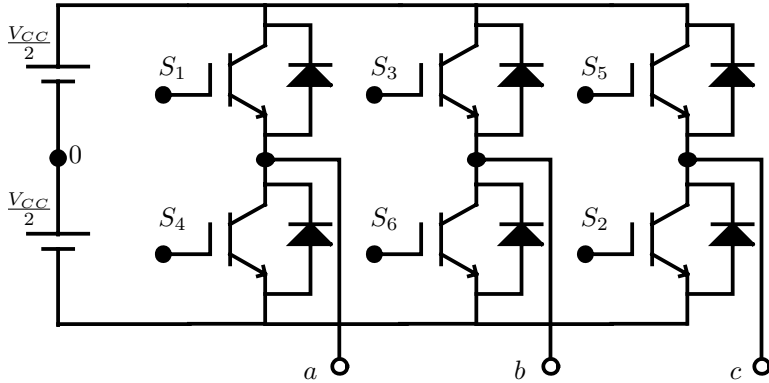
Os vetores de tensão do inversor são:

$$\vec{v}_s = \vec{v}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{cc} \exp^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 7, 8 \end{cases} \quad (2.34)$$

$V_{cc}$  é a tensão CC do barramento.

O nível de tensão  $V_{cc}$  é obtido pela retificação da tensão da rede. Os transistores ( $S_1, S_2, \dots, S_6$ ) são comandados pelo DTC, gerando a tensão requerida a cada chaveamento.

Figura 30 – Inversor de Tensão de Seis Pulsos



#### 2.6.1.1.2 Histerese

O DTC é um controle do tipo histerese, ou seja, os comparadores de fluxo e torque são histeréticos, e a amplitude das bandas de histerese exercem forte influência sobre o comportamento dinâmico do acionamento.

#### 2.6.1.1.3 Histerese do Fluxo

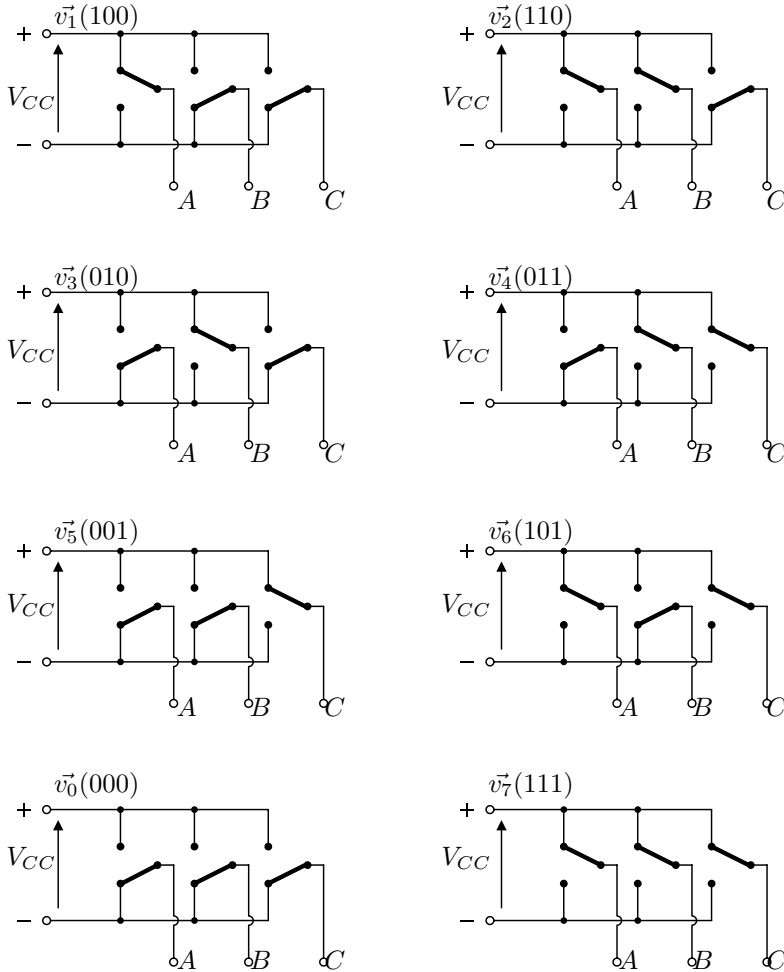
Para a malha de controle do fluxo o DTC possui um comparador de histerese de dois níveis (Figura 32), que determina a partir do valor do erro do fluxo ( $\Psi^* - \hat{\Psi}$ ) se é necessário aumentar ou diminuir o fluxo do estator. Quando o erro é maior que a metade da banda de histerese do fluxo do estator “ $\Delta\Psi$ ” é necessário aumentar o fluxo do estator, ou seja,  $d\Psi = 1$  e diminuir o fluxo no estator “ $d\Psi = 0$ ”, quando o erro for menor que  $\Delta\Psi$ , como é descrito na equação (2.35):

$$d\Psi = \begin{cases} 1 & \text{se } \Delta\Psi \leq (\Psi^* - \hat{\Psi}) \\ 0 & \text{se } -\Delta\Psi \geq (\Psi^* - \hat{\Psi}) \end{cases} \quad (2.35)$$

#### 2.6.1.1.4 Histerese do Torque

No torque eletromagnético é utilizado um comparador com histerese de três níveis (Figura 33), que determina a partir do valor do erro do torque ( $T_{em}^* - \hat{T}_{em}$ ) se é necessário aumentar, diminuir ou manter

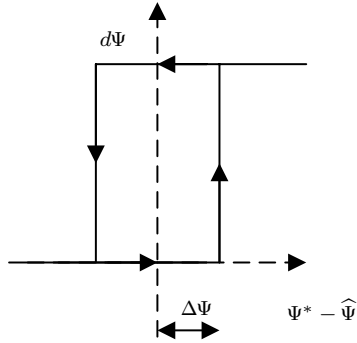
Figura 31 – Estágios de Chaveamento do Inversor de Tensão



Fonte: Żelechowski (2005, p. 20).

o torque. Quando o erro é maior que  $\Delta T_{em}$ , é necessário aumentar o torque ( $dT_{em} = 1$ ), mas se ele é menor que  $-\Delta T_{em}$ , é necessário diminuir o torque ( $dT_{em} = -1$ ). No entanto, quando o erro for menor ou igual a zero ou maior ou igual a zero, o torque continuará o mesmo ( $dT_{em} = 0$ ), como é descrito nas Equações (2.36) e (2.37):

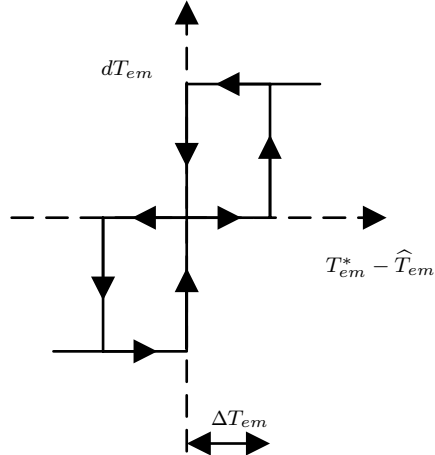
Figura 32 – Histerese do Fluxo



$$dT_{em} = \begin{cases} 1 & \text{se } \Delta T_{em} \leq (T_{em}^* - \hat{T}_{em}) \\ 0 & \text{se } 0 \geq (T_{em}^* - \hat{T}_{em}) \end{cases} \quad (2.36)$$

$$dT_{em} = \begin{cases} -1 & \text{se } -\Delta T_{em} \geq (T_{em}^* - \hat{T}_{em}) \\ 0 & \text{se } 0 \leq (T_{em}^* - \hat{T}_{em}) \end{cases} \quad (2.37)$$

Figura 33 – Histerese do Torque



### 2.6.1.1.5 Tabela de Chaveamento

Em um inversor de seis pulsos o fluxo concatenado do estator se movimenta seguindo um caminho hexagonal com uma velocidade linear constante devido aos seis vetores de chaveamento. Em cada período de amostragem são escolhidos vetores de chaveamentos ótimos. Com a manutenção do fluxo e do torque na banda de histerese, cria-se a [Tabela 1](#) de chaveamento, que contém os vetores de chaveamento apropriados que serão aplicados no vetor.

Tabela 1 – Tabela de Chaveamento Ótimo

$d\psi$	$dT_{em}$	$\alpha(1)$ setor 1	$\alpha(2)$ setor 2	$\alpha(3)$ setor 3	$\alpha(4)$ setor 4	$\alpha(5)$ setor 5	$\alpha(6)$ setor 6
1	1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
	0	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$
	-1	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$
0	1	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	0	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
	-1	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$

Fonte: [Takahashi e Noguchi \(1986, p. 823\)](#).

### 2.6.1.1.6 Estimação do Fluxo e do Torque

No controle DTC é necessário definir valores estimados de entrada para o fluxo e o torque. Esses valores são necessários para estabelecer a malha fechada do fluxo e do torque, e também para determinar o setor. É possível utilizar sensores que permitam medir o fluxo diretamente sem necessidade de estimação do mesmo, mas os sensores podem elevar o custo do sistema e necessitam ser instalados na carcaça do motor mudando o projeto do mesmo, alterando as características intrínsecas da máquina. Outro problema com os sensores de fluxo é a sua sensibilidade às condições de temperatura e ruído do ambiente no qual o motor opera.

As correntes e tensões do estator medidas ou calculadas são utilizadas para determinar o fluxo estimado, conforme as equações:

$$\Psi_{\alpha S} = \int (V_{\alpha S} - R_S i_{\alpha S}) dt \quad (2.38)$$

$$\Psi_{\beta S} = \int (V_{\beta S} - R_S i_{\beta S}) dt \quad (2.39)$$

$$\Psi_S = \sqrt{\Psi_{\alpha S}^2 + \Psi_{\beta S}^2} \quad (2.40)$$

$$\cos(\phi_S) = \frac{\Psi_{\alpha S}}{\Psi_S} \quad (2.41)$$

e para o torque:

$$T_e = \frac{3}{2}P(\Psi_{\alpha S}i_{\beta S} - \Psi_{\beta S}i_{\alpha S}), \quad (2.42)$$

$P$  é o número de pólos do motor.

#### 2.6.1.1.7 Determinação do Setor do Fluxo

Este controlador tem o objetivo de manter a magnitude do fluxo do estator dentro da banda de histerese e, para isso acontecer, o lugar geométrico do estator é dividido em setores (VAS, 1998). O número mínimo de setores requerido é de seis, pois o inversor utilizado é de seis pulsos. Para determinar o setor usa-se a função trigonométrica arco tangente entre as componentes do eixo imaginário  $\Psi_\beta$  e do eixo real  $\Psi_\alpha$ , do valor estimado do fluxo do estator, assim tem-se:

$$\rho_s = \arctan\left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}\right) \quad (2.43)$$

Cada setor possui  $60^\circ$  (Figura 34), podendo ser representado por:

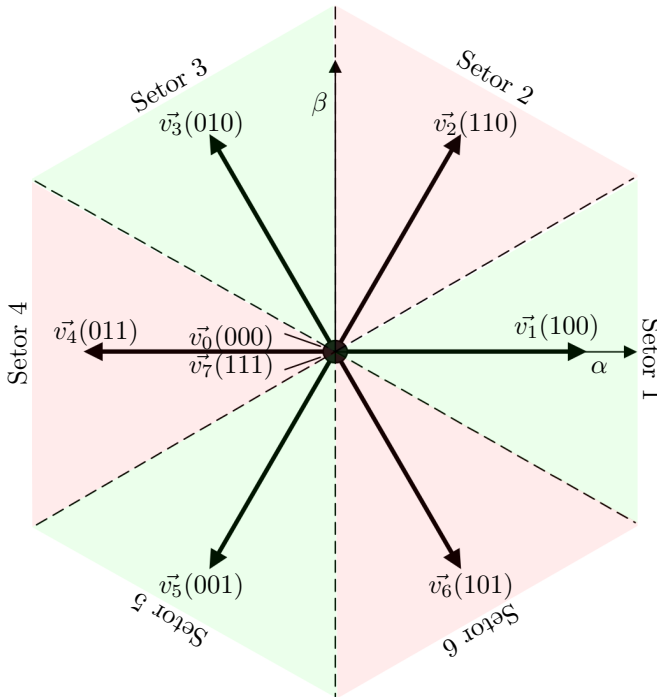
$$(2N - 3)\frac{\pi}{6} \leq \alpha(N) \leq (2N - 1)\frac{\pi}{6}, \quad (2.44)$$

$N$  representa o número do setor.

#### 2.6.1.2 DTC com Controle de Velocidade

Um controlador PI com *anti-wind up* é utilizado como um controlador de velocidade cuja entrada é o erro entre a referência e a realimentação. A velocidade de referência pode ser um valor obtido de um sensor de velocidade ou de um estimador.

Figura 34 – Vetores Espaciais de Comutação da Tensão



## 2.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados o controlador Fuzzy e o controle DTC. O controlador Fuzzy é aplicado no controle de uma suspensão eletromagnética e o controle DTC é aplicado em um motor de indução trifásico. Os resultados serão apresentados no próximo capítulo. É importante destacar que para este tipo de controlador, não é necessário conhecer o modelo matemático do processo, o que se constitui em uma vantagem sobre outros controladores nos quais é fundamental a descrição matemática do sistema. Por esse motivo escolheu-se implementar os controladores Fuzzy e DTC.



## 3 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS

### 3.1 INTRODUÇÃO

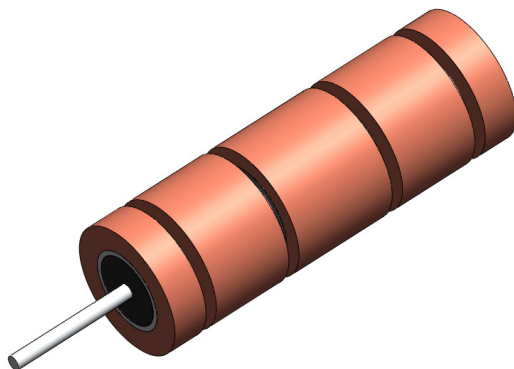
Este capítulo apresenta a implementação do controlador Fuzzy no código do programa de elementos finitos GetDP e também sua validação por meio de simulações e resultados. O dispositivo controlado é uma suspensão magnética, na qual é aplicada uma formulação magnetostática axissimétrica, remalhando todo o domínio de cálculo a cada passo de tempo, devido ao movimento linear deste dispositivo. Nesse estudo é aplicado o controlador Fuzzy do tipo Sugeno, devido à não linearidade do sistema e à necessidade de um controlador multivariável. Em seguida, apresenta-se a implementação dos controladores no motor de indução trifásico junto ao código do programa de elementos finitos GetDP. Algumas variações do controle direto do torque com controle de velocidade são implementadas. A maneira como esses controladores são implementados é demonstrada passo a passo neste capítulo.

### 3.2 SUSPENSÃO ELETROMAGNÉTICA

A suspensão eletromagnética ([Figura 35](#)) consiste em um sistema que substitui alguns componentes de uma suspensão convencional passiva. Esta suspensão procura reproduzir as forças geradas pelos componentes da suspensão passiva, tais como as forças geradas pelas molas, que possuem as funções de sustentação do veículo e de resistência às forças geradas devido ao relevo do terreno bem como a ação dos amortecedores que resistem à velocidade imposta pelas forças geradas ao veículo ([LIMA, 2011](#)). O cálculo das forças eletromagnéticas da estrutura é realizado através da variação da posição do ímã central, simulando o deslocamento da suspensão.

A estrutura é composta por duas partes, conforme a [Figura 36](#). A primeira é composta por um ímã permanente de neodímio-ferro-boro e uma haste de material cuja permeabilidade magnética é baixa e com alta resistência mecânica. Esta parte é fixada na carroceria do veículo. A segunda parte é composta por um tubo de material não magnético (exemplo o alumínio), dois ímãs permanentes de neodímio-ferro-boro,

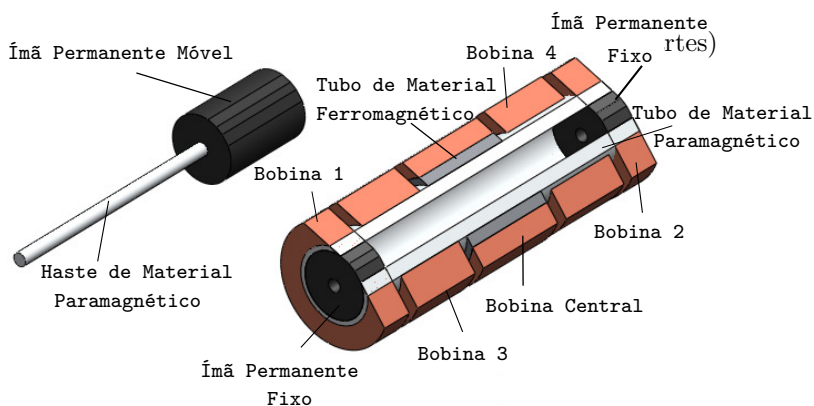
Figura 35 – Modelo da Suspensão



Fonte: Lima (2011, p. 50).

cinco solenoides e um tubo de material ferromagnético. Essa parte é fixada na balança do veículo.

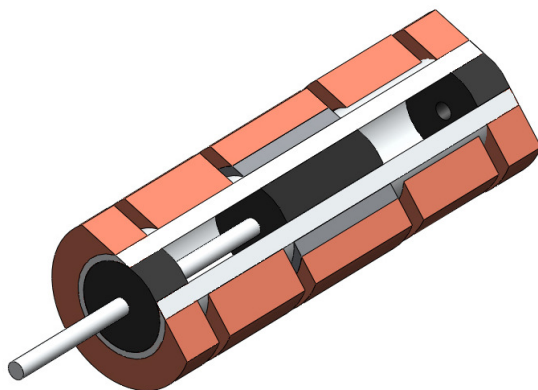
A haste e o tubo são de material de permeabilidade magnética baixa para não interferirem nas forças da estrutura projetada. A permeabilidade magnética desses materiais é próxima da permeabilidade magnética do ar.



Fonte: Lima (2011, p. 52).

A suspensão eletromagnética atua de acordo com o desnível do terreno, o qual movimenta o ímã central, enquanto os outros dois ímãs se opõem ao movimento com o auxílio de cinco solenoides. O tubo de material ferromagnético do centro da estrutura tem o objetivo de sustentar o veículo, evitando gastos excessivos de energia (Figuras 36 e 37). Os principais dados da geometria da suspensão estão apresentados na Tabela 2 (LIMA, 2011). Essa suspensão parte do princípio do funcionamento de uma suspensão passiva, que é composta pelo conjunto massa, mola e amortecedor. O veículo é dividido em massas suspensas (chassi, carroceria, carga, motor, etc.) e massas não suspensas (eixos, rodas, partes da direção, etc.).

Figura 37 – Corte do Modelo da Suspensão



Fonte: Lima (2011, p. 52).

A análise da suspensão começa a partir das leis de Newton, por meio da análise estática do veículo com a suspensão magnética. Conforme a primeira lei de Newton, todo corpo continua em seu estado de repouso, a menos que seja forçado a mudar em função de forças aplicadas sobre ele. Para o veículo se manter em repouso no sistema de suspensão, é necessário aplicar uma força contrária ao peso das massas suspensas. Nos sistemas passivos, a sustentação das massas suspensas do veículo é realizada por uma mola. No modelo eletromagnético proposto por Lima (2011), essa força é exercida pelo somatório da força de atração entre o ímã permanente central da suspensão e o tubo de material ferromagnético, com a força de repulsão entre o ímã central e os outros

Tabela 2 – Itens da Suspensão

	Raio Interno	Raio Externo	Comprimento
Bobinas 1 e 2	34, 4	55	30
Bobinas 3 e 4	34, 4	55	70
Bobina Central	40, 6	55	90
Ímã Central	3	30	90
Ímãs 1 e 2	3	30	30
Tubo de Material Ferromagnético	34, 4	40, 6	90

Fonte: [Lima \(2011, p. 75\)](#).

Nota: Os valores estão em milímetros.

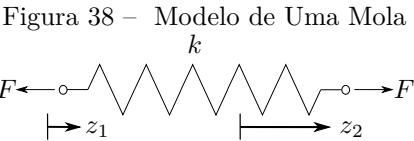
ímãs da suspensão.

A dinâmica da estrutura é modelada de acordo com a segunda lei de Newton, na qual o somatório das forças externas atuando no corpo é igual ao produto da massa pela aceleração na direção da força aplicada ([GILLESPIE, 1992](#)),

$$\sum F_{ap} = M_v \ddot{z}, \tag{3.1}$$

$F_{ap}$  a força aplicada de acordo com o relevo do terreno,  $M_v$  a massa do veículo e  $\ddot{z} = \frac{d^2 z}{dt^2}$  a aceleração.

A mola ([Figura 38](#)) é um componente da suspensão mecânica que resiste à força aplicada pelo relevo ao veículo por intermédio de sua compressão ou extensão. A força da mola é dada conforme a lei de Hooke, em que o sinal negativo indica que as forças exercidas pela mola sempre opõem-se ao deslocamento.



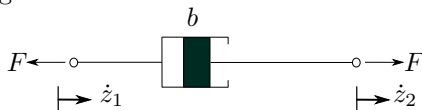
$$F = -K(z_2 - z_1), \tag{3.2}$$

$K$  a constante elástica da mola [N/m].

A força gerada pela mola é substituída no modelo eletromagnético pelo somatório das forças de repulsão entre os ímãs da suspensão eletromagnética.

O amortecedor (Figura 39) é um componente da suspensão que dissipa a energia e é responsável por opor resistência à velocidade imposta pela força aplicada, isto é, quanto mais rápido for o movimento a que forem sujeitos, mais resistência oferecem a esse movimento.

Figura 39 – Modelo de Um Amortecedor



$$F = b(\dot{z}_2 - \dot{z}_1), \quad (3.3)$$

$b$  o coeficiente de atrito viscoso [N/m] e  $\dot{z} = \frac{dz}{dt}$  a velocidade.

No modelo eletromagnético a força de amortecimento da suspensão mecânica é substituída pela força gerada pelo solenoide central da estrutura, o qual altera a força de atração entre o ímã e o tubo ferromagnético, que se adiciona às forças geradas pelos outros solenoides da estrutura da suspensão eletromagnética em relação ao ímã central. Na força dos solenoides se realiza a ação de controle na estrutura, que altera a rigidez da suspensão.

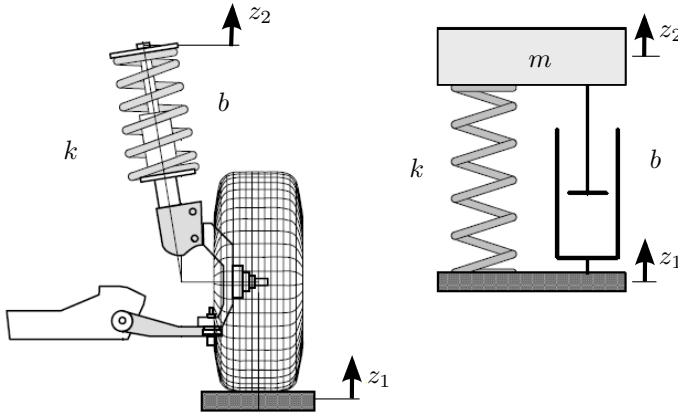
Segundo Nicolazzi, Rosa e Leal (2008), uma análise dinâmica preliminar de um veículo pode ser feita com um modelo da quarta parte do conjunto (Figura 40). Nesse modelo, o veículo é dividido em quatro partes, sendo cada uma associada a uma roda do veículo.

Conforme descrito em Popp e Schiehlen (2010), os princípios fundamentais de uma suspensão veicular podem ser completamente estudados por um modelo vertical com dois graus de liberdade. No entanto, para uma análise direcionada ao sistema da suspensão projetado em Lima (2011), é utilizado apenas o modelo de um grau de liberdade, desconsiderando as variáveis geradas pelo pneu.

Logo, o modelo matemático para suspensão mecânica fica representado matematicamente por:

$$M_v \ddot{z}(t) + b\dot{z}(t) + Kz(t) = F_{ap} \quad (3.4)$$

Figura 40 – Modelo do 1/4 de Veículo



Com esse modelo, é possível avaliar o sistema da suspensão em relação aos esforços transmitidos à carroceria.

No sistema de suspensão magnética, a equação (3.4) que representa o sistema mecânico convencional é alterada para:

$$\sum f_{\text{amortecedor}} + \sum f_{\text{mola}} + M_v \ddot{z} = F_{ap}, \quad (3.5)$$

$\sum f_{\text{amortecedor}}$  representa as forças magnéticas que substituem a força do amortecedor da suspensão convencional e  $\sum f_{\text{mola}}$  representa as forças magnéticas que substituem a força da mola.

Com o intuito de simplificar esse modelo, é feita a seguinte troca de variáveis: as forças geradas pelo modelo ( $\sum f_{\text{amortecedor}} + \sum f_{\text{mola}}$ ) são substituídas pela força de atuação ( $F_a$ ), como mostra a equação (3.6).

$$M_v \ddot{z} + F_a(z, i) = F_{ap} \quad (3.6)$$

A equação (3.6) representa todo o modelo da suspensão eletromagnética de uma forma simplificada no qual a força de atuação é dada em função do deslocamento ( $z$ ) e da corrente ( $i$ ).

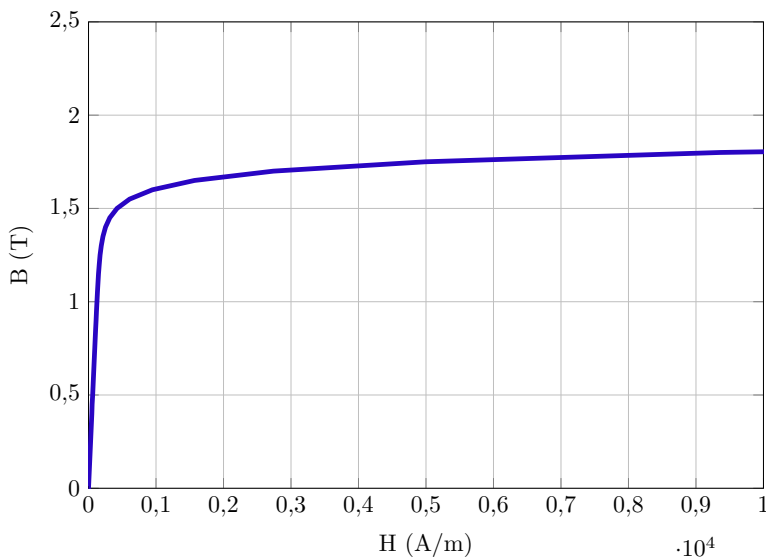
### 3.2.1 Simulação

A modelagem da suspensão eletromagnética é realizada com o programa de elementos finitos GetDP (GEUZAIN; REMACLE, 2009;

DULAR; GEUZAINÉ, 2014), utilizando a formulação magnetostática em potencial vetor magnético, considerando a não linearidade do material ferromagnético, conforme a curva  $B \times H$  mostrada na (Figura 41). Nessa formulação magnetostática, o comportamento dinâmico pode ser calculado ponto a ponto, gerando para cada posição analisada um resultado estático para o tempo correspondente.

A estrutura da suspensão magnética não possui variação geométrica na direção perpendicular da sua seção transversal, ou seja, possui simetria axial, sendo possível ser modelada com uma formulação axissimétrica (Figura 42).

Figura 41 – Curva  $B \times H$



As Figuras 43 e 44 mostram respectivamente, a distribuição da indução magnética e do fluxo magnético (linhas equipotenciais) no domínio de estudo.

#### 3.2.1.1 Controle - Suspensão Magnética

O controlador utilizado para controlar o sistema de suspensão magnética é o controlador Fuzzy, pois ele pode acomodar várias entradas e saídas. O modelo escolhido foi o Sugeno (Takagi-Sugeno-Kang), desenvolvido em 1985. Tal escolha se justifica pela necessidade de conhecer o valor de saída do controlador, ou seja, a ação do controle do sistema da

Figura 42 – Malha do Domínio de Estudo Usada no Programa GetDP

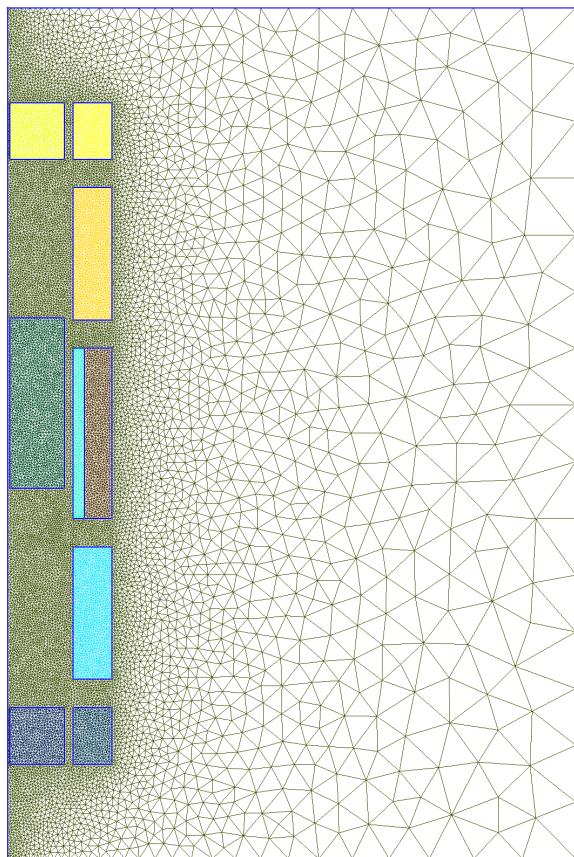
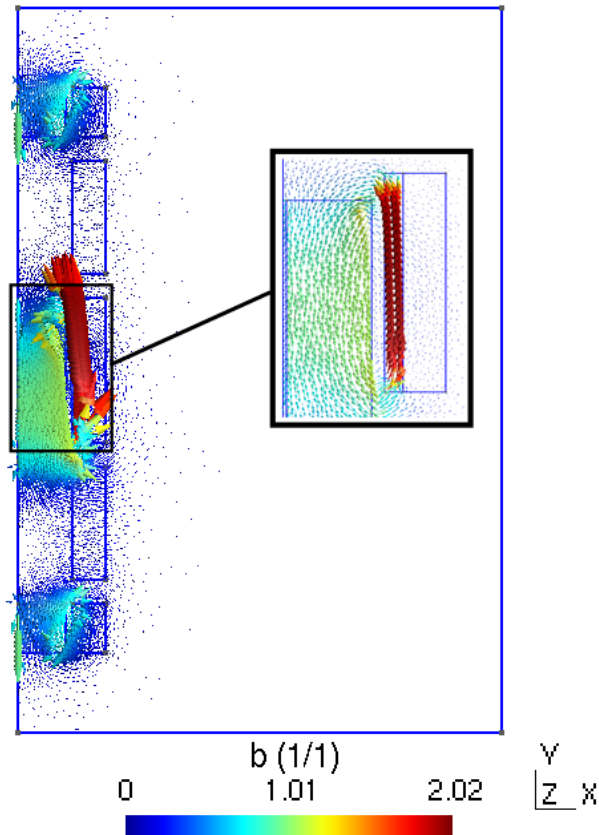


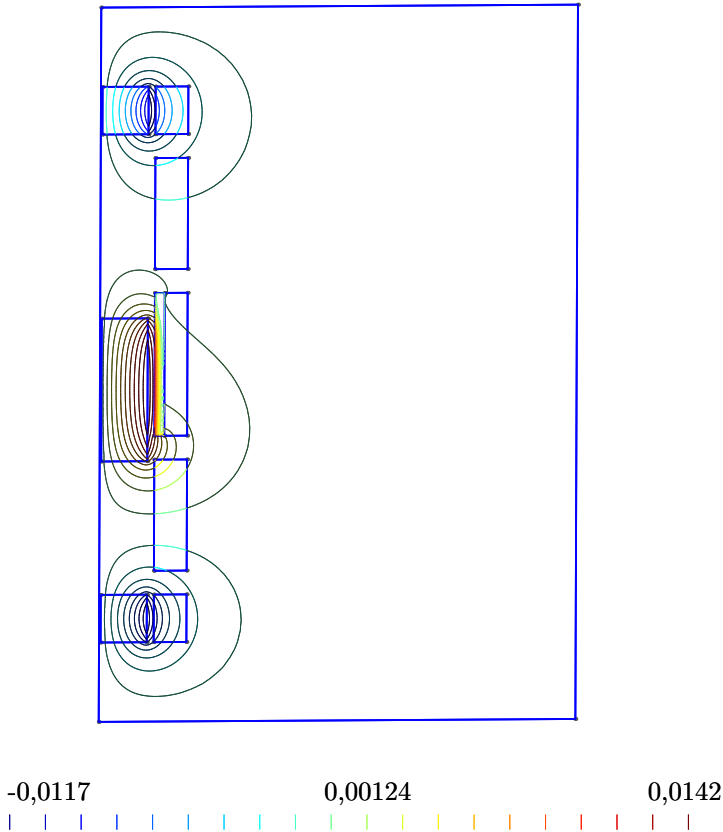


Figura 43 – Distribuição da Indução Magnética no Domínio de Estudo



suspensão magnética. A ação de controle no caso da suspensão magnética são os valores das correntes nos solenoides, os quais devem ser limitados para evitar um aquecimento dos mesmos. O aquecimento dos solenoides pode causar a degradação térmica do material isolante diminuindo a vida útil do sistema da suspensão magnética. No modelo de Sugeno, as saídas são funções constantes ou lineares, possibilitando saber o valor da saída do controle. Nesse modelo é possível representar um sistema não linear como uma combinação Fuzzy de sistemas lineares, descrevendo o comportamento do sistema não linear em diferentes pontos do espaço de estados, ou seja, conciliando as técnicas de controle não linear e estendendo de forma rigorosa os resultados da teoria de controle de

Figura 44 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais)

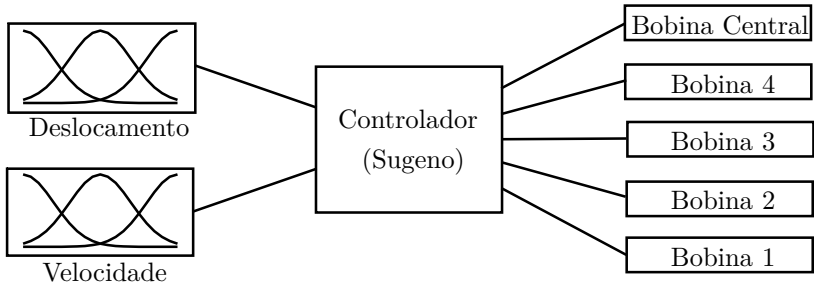


sistemas lineares, (TEIXEIRA; ASSUNÇÃO; AGUIRRE, 2007).

A Figura 45 mostra a estrutura do controlador Fuzzy, com suas variáveis de entrada deslocamento e velocidade e as de saída as correntes nas bobinas do sistema da suspensão magnética ( $Bbc$ ,  $b1$ ,  $b2$ ,  $b3$ ,  $b4$ ).

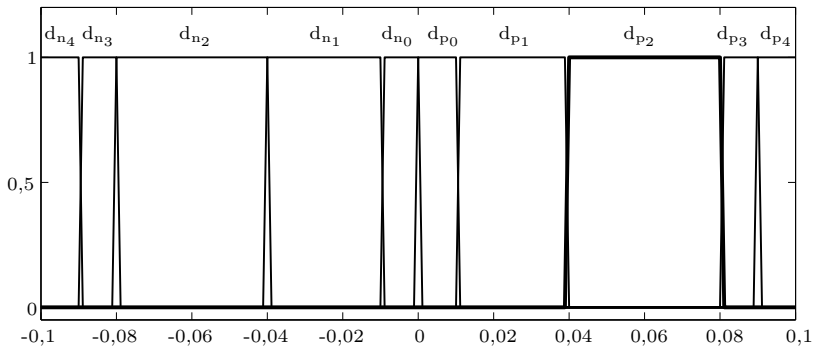
As regras são obtidas por meio da análise das simulações de todos os componentes da suspensão. As variáveis de entrada do sistema de controle Fuzzy foram mapeadas para o sistema por meio de funções de pertinência no processo de fuzzificação. A escolha das funções de pertinência do conjunto suporte foi definida de forma a considerar a dinâmica da suspensão. Essa escolha foi feita empiricamente, simulando cada parte da suspensão individualmente e, assim, definindo as funções

Figura 45 – Modelo Fuzzy



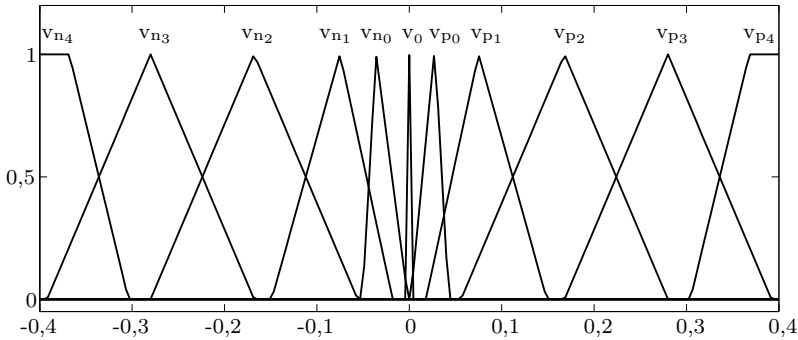
de pertinência referente ao deslocamento e à velocidade. As Figuras 46 e 47 apresentam o resultado final das funções de pertinência do deslocamento e da velocidade. Essas funções de pertinência referentes à velocidade e ao deslocamento são inseridas na estrutura de definição do problema no código do GetDP, na posição da *Function* como todo o código do controlador Fuzzy, pois uma *Function* pode ser chamada em várias posições da estrutura do código de acordo com a Figura 1. A Figura 114-Apêndice B mostra um exemplo da aplicação dessas funções de pertinência no GetDP: o código da função de pertinência trapezoidal *vn4*.

Figura 46 – Função de Pertinência Referente ao Deslocamento



O processo de fuzzificação das variáveis de saída não é necessário no modelo de Sugeno, pois os valores de saída são funções lineares ou constantes.

Figura 47 – Função de Pertinência Referente à Velocidade



Após o mapeamento das variáveis de entrada para funções de pertinência e valores verdade, o controlador pode tomar decisões sobre a ação a ser tomada, baseando-se em um conjunto de “regras”. Para a suspensão eletromagnética, utiliza-se o modelo Takagi-Sugeno zero-ordem, devido à necessidade de conhecer os valores das correntes. Além disso, limitou-se o valor da densidade de corrente em  $\pm 3[\text{A}/\text{mm}^2]$  para evitar o aquecimento das bobinas.

O conjunto de regras Se-Então para suspensão eletromagnética é:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{E} \text{ velocidade} = y \\ \mathbf{Ent\~ao} \text{ densidade de corrente} = c \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Na aplicação dos operadores Fuzzy é utilizada a T-norma e T-conorma Probabilista. O operador  $E$  é dado pelo produto das funções de pertinência e o operador  $OU$  é dado pelo probor (probabilística ou) das funções de pertinência. A [Figura 115-Apêndice B](#) mostra o código da aplicação desses operadores Fuzzy, referentes às regras 1, 2, 3 e 4 no GetDP. As regras utilizadas no sistema desta suspensão estão descritas no [Apêndice A](#).

No processo de defuzzificação de cada saída desse controlador Fuzzy (Sugeno) é utilizada a média ponderada ( $W_{taver}$ ), na qual é realizado o somatório da multiplicação entre cada regra e sua saída, dividindo o resultado pelo somatório das regras ([Figura 116-Apêndice B](#)).

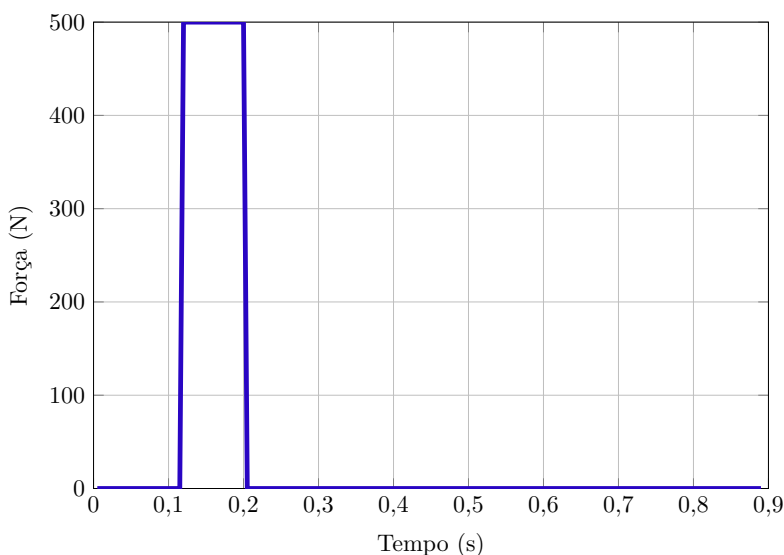
O resultado da defuzzificação de cada saída é implementado na restrição (*Constraint*) referente à densidade de corrente. O valor de

saída de cada bobina é adicionado à sua Região (Figura 117-Apêndice B).

A determinação do sinal de entrada depende da forma da entrada a que o sistema é sujeito mais frequentemente durante a operação normal, (OGATA, 2003).

Os sistemas de suspensão estão sujeitos a entradas de perturbação ocasionadas por impactos. Elas podem ser representadas pela função pulso (Figuras 48 e 118-Apêndice B) e representam a força aplicada pelo solo na suspensão eletromagnética.

Figura 48 – Força Aplicada pelo Solo na Suspensão

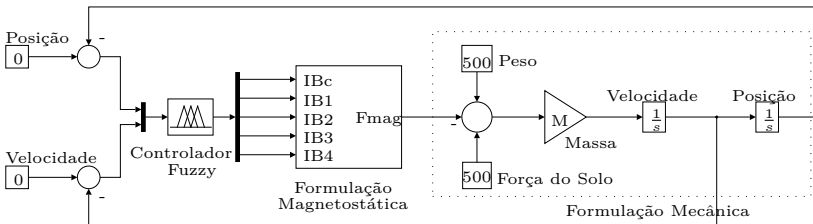


Na Figura 49 pode-se visualizar um modelo simplificado do diagrama de blocos do sistema da suspensão utilizado no GetDP. Esse diagrama de blocos é apenas uma ilustração para facilitar a compreensão da implementação do controle junto ao código de elementos finitos, lembrando que o controlador é escrito diretamente no código do GetDP, como está sendo explicado neste trabalho. Nesse modelo, os valores de entrada do sistema (velocidade e posição) são iguais a zero, representando o ponto de equilíbrio do sistema no qual o peso do veículo (500 [N]) é anulado inicialmente pela força magnética  $F_{mag}$ , calculada na formulação magnetostática. Isso representa a força exercida pela mola na sustentação das massas suspensas no sistema de suspensão convencional. O valor de 500 [N] é obtido em Lima (2011). Ele é o

resultado de cálculos realizado pelo Grupo de Análise e Projeto Mecânico (GRANTE), do Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC. O valor de 500 [N] equivale a 1/2 das forças estáticas da suspensão dianteira de um triciclo, esse valor é baixo pois a suspensão traseira do mesmo e que suporta a maior parte de suas forças estáticas (VIEIRA; NICOLAZZI; ROQUEIRO, 2009).

A força aplicada pelo solo  $F_{sol}$  é um pulso de 500 [N] (Figura 48) que gera um deslocamento nas massas suspensas do veículo, iniciando o deslocamento do ímã central da suspensão eletromagnética. Esse deslocamento e a sua velocidade são controlados pelo controlador Fuzzy, que gera correntes para os atuadores do sistema (as bobinas da suspensão). Então, o sistema de suspensão magnética aplica uma força magnética ( $F_{mag}$ ) de acordo com as correntes enviadas pelo controlador. Essa força de atuação diminui a ação da força aplicada pelo solo nas massas suspensas. O cálculo do deslocamento e da velocidade do ímã central e do somatório das forças do sistema é realizado na formulação mecânica (Figura 119-Apêndice B).

Figura 49 – Modelo do Diagrama de Blocos

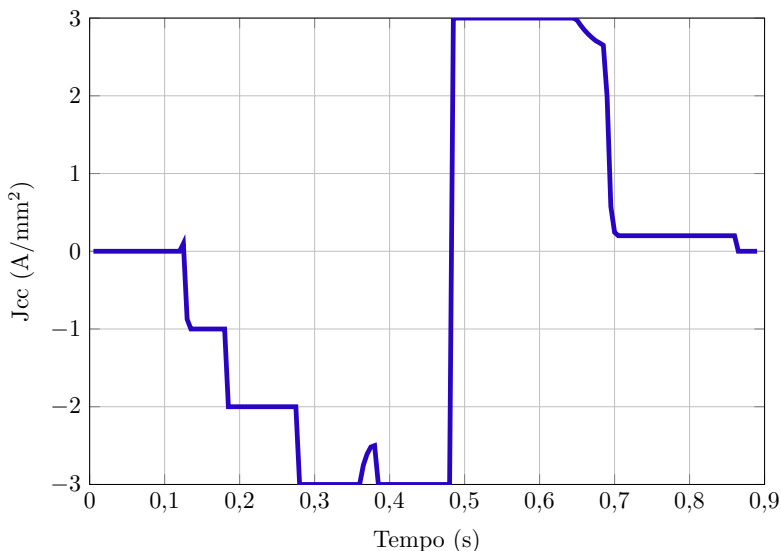


As correntes são os resultados do estágio de saída (defuzzificação) do controle Fuzzy, que converte o resultado da combinação em um valor de saída do controle.

Os resultados seguem a numeração das bobinas mostradas na Figura 36. Como pode ser visto na Figura 50, os valores da densidade de corrente estão limitados em  $\pm 3$  [A/mm<sup>2</sup>]. Essa figura representa a atuação do solenoide central da suspensão eletromagnética. Esse solenoide atua durante todo o deslocamento da suspensão e também faz um controle fino da velocidade e do deslocamento da suspensão.

A Figura 51 mostra a ação de controle do solenoide 1 da suspensão eletromagnética. O centro desse solenoide está deslocado 150 [mm] abaixo do centro da estrutura e sua ação de controle é mais eficaz quando

Figura 50 – Densidade de Corrente da Bobina Central



o deslocamento for originado por um buraco, ou seja, deslocamento negativo.

A ação de controle do solenoide 2 da suspensão eletromagnética pode ser vista na [Figura 52](#). O centro desse solenoide está deslocado 150 [mm] acima do centro da estrutura e sua ação de controle é mais eficaz quando o deslocamento se aproxima dos 150 [mm], por exemplo, deslocamento ocasionado por uma lombada ou positivo, pois próximo do centro, a força do solenoide é maior.

A [Figura 53](#) mostra a ação de controle do solenoide 3 da suspensão eletromagnética. O centro está deslocado 80 [mm] abaixo do centro da estrutura. Esse solenoide possui uma atuação melhor para deslocamento negativo, quando o ímã central se aproxima do centro desse solenoide.

Pode-se observar na [Figura 54](#) a ação de controle do solenoide 4 da suspensão eletromagnética. Quando o deslocamento ultrapassa o centro do solenoide, a corrente muda de sinal para manter a ação da força que neste caso, é de repulsão. O centro desse solenoide está deslocado 80 [mm] acima do centro da estrutura.

Pode-se observar algumas variações nas ações de controle da suspensão magnética (densidades de correntes), por exemplo valores da bobina 1 são opostos aos da bobina 2 e os da bobina 3 são opostos aos

Figura 51 – Densidade de Corrente da Bobina 1

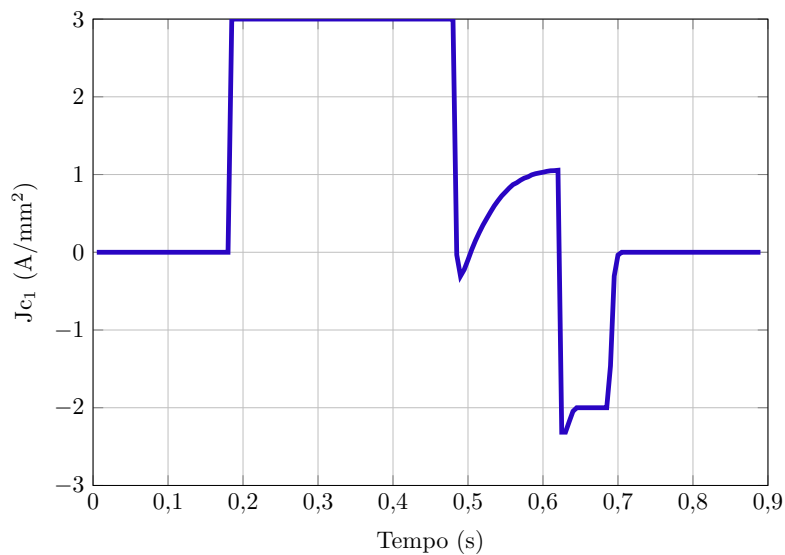


Figura 52 – Densidade de Corrente da Bobina 2

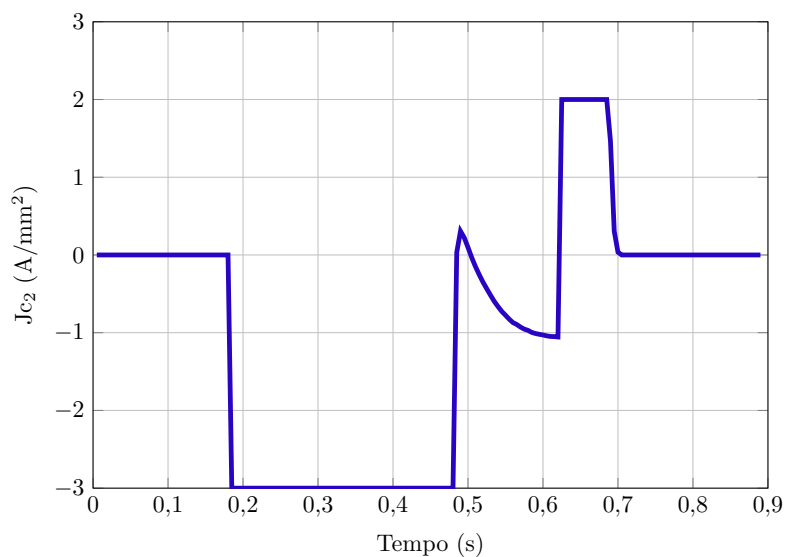




Figura 53 – Densidade de Corrente da Bobina 3

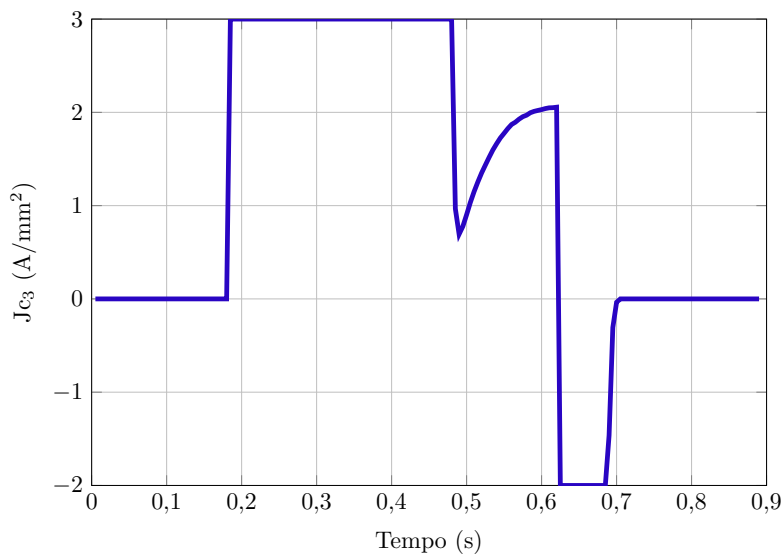
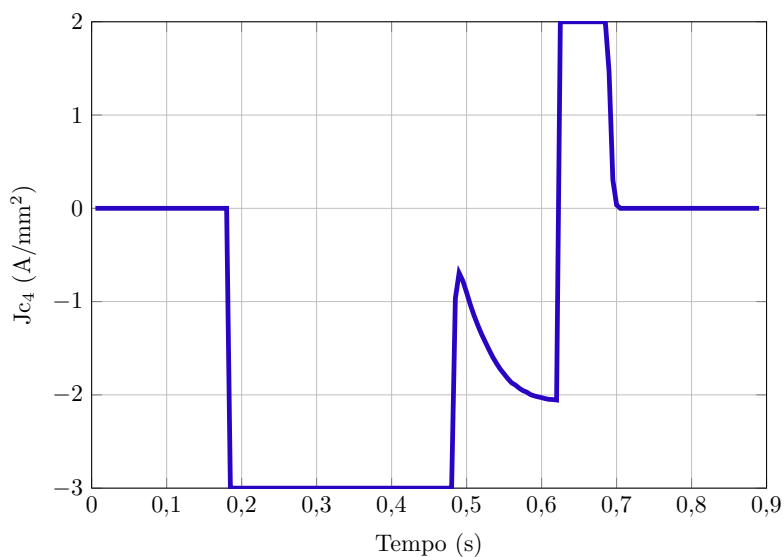


Figura 54 – Densidade de Corrente da Bobina 4



da bobina 4. Isto acontece devido à posição destas bobinas no sistema da suspensão (Figura 36) que conforme a posição do ímã central a ação de controle pode mudar. Outro motivo que gera a mudança de uma ação de controle é quando o ímã central ultrapassa o centro de uma bobina alterando a força necessária de repulsão para atração. Quando o ímã central alcançar o deslocamento máximo dentro da estrutura e iniciar o retorno ao centro da suspensão magnética. Neste momento também acontece uma alteração da ação de controle das bobinas que estavam atuando de forma a evitar esse deslocamento, agora as mesmas atuarão para diminuir a velocidade do retorno do ímã central de acordo com o amortecedor em uma suspensão mecânica.

As Figuras 55 e 56 apresentam os resultados do deslocamento e da velocidade do sistema de suspensão eletromagnética após a ação de controle. Como pode ser visualizado, o controlador Fuzzy controlou o sistema da suspensão de uma forma eficaz, evitando a oscilação na resposta, ou seja, na carroceria do veículo e, conseqüentemente, para os passageiros do veículo. O impacto ocasionado pela perturbação deslocou o ímã central do centro da estrutura da suspensão magnética e o controlador conseguiu devolver o ímã central para o centro da estrutura, zerando o seu valor de deslocamento e velocidade. Esse sistema de suspensão conseguiu reter o impacto ocasionado pela perturbação sem a transferir para o veículo. Como mostrado na Figura 55, o deslocamento do ímã permanente central não ultrapassou o valor máximo de deslocamento que é de 0,1 [m]. A velocidade do deslocamento do ímã central (Figura 56) também não ultrapassou o máximo valor estipulado na função de pertinência referente à velocidade que é de 0,4 [m/s].

Os resultados obtidos com a modelagem da suspensão magnética foram publicados em um artigo intitulado “*Implementation of a Fuzzy logic controller in a FEM code to model a magnetic suspension mechanism*”, na *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 51, n°3, março 2015 (LIMA; LUZ; BASTOS, 2015).

### 3.3 SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO

A simulação do motor de indução trifásico é também realizada no programa de elementos finitos GetDP (GEUZAINÉ; REMACLE, 2009; DULAR; GEUZAINÉ, 2014), utilizando a formulação magnetodinâmica em potencial vetor magnético ( $\vec{A} - V$ ), considerando o movimento e a não linearidade do material ferromagnético, conforme a curva  $B \times H$  mostrada na (Figura 57).

Na simulação, foi gerada uma malha de 26.968 nós e 52.015

Figura 55 – Deslocamento Controlado

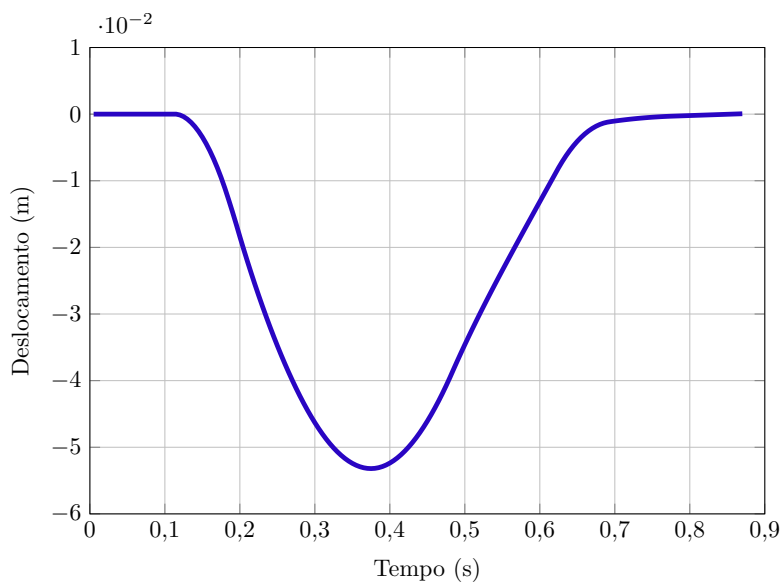


Figura 56 – Velocidade do Sistema

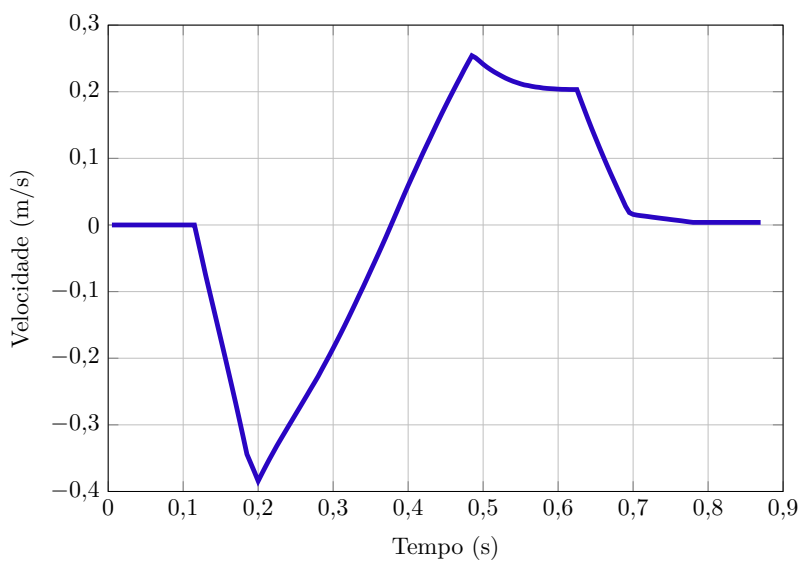
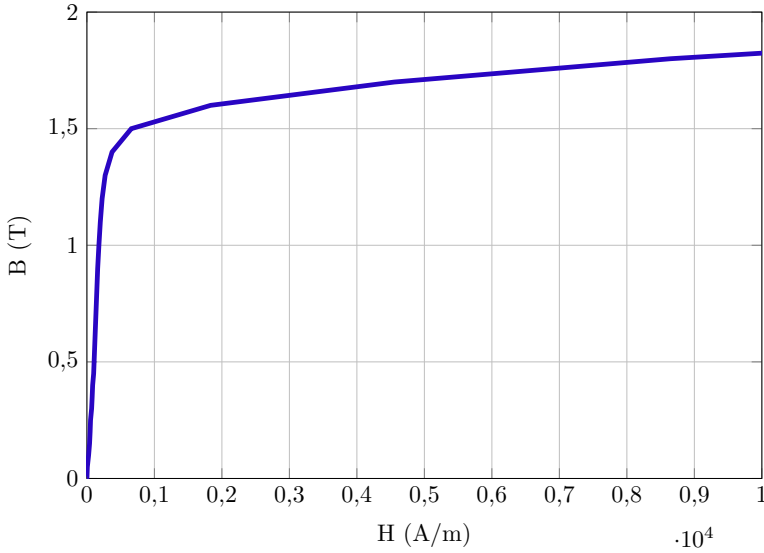


Figura 57 – Curva  $B \times H$  Aço IEC80 MITr - 1cv



elementos, considerando as condições de contorno periódicas e antiperiódicas, simulando apenas 1/4 do motor. Para considerar o movimento, é aplicada a técnica de remalhagem parcial, ou seja, remalhando apenas a banda de movimento a cada passo de tempo, [Figura 58](#).

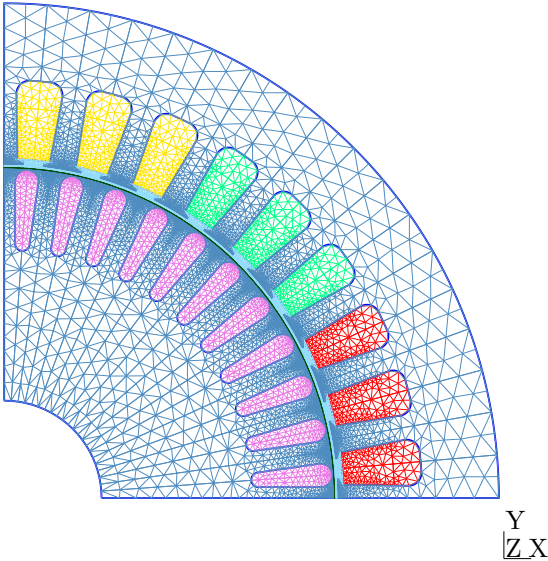
O motor utilizado na simulação é um motor de indução trifásico com o rotor em gaiola reta (MITr). Esse motor foi fornecido pela WEG Indústria S.A., e os dados de placa e de simulação são apresentados na [Tabela 3](#).

Tabela 3 – Dados de placa e de simulação do MITr

Fabricante	WEG	Descrição	Motor Indução - Gaiola
Fases	3	Frequência	60 [Hz]
Rotação	1730 [rpm]	Potência	0,75 [kW] (1,0 [cv])
Tensão	220/380 [V]	Corrente	3,08/1,78 [A]
Rendimento	0,78	Fator de potência	0,82
Momento de Inércia	$0,492e^{-2}$ [kgm <sup>2</sup> ]	Atrito (simulação)	0 [Nms/rad]

O motor possui um entreferro de 0,5 [mm] e um comprimento de pacote de 85 [mm]. As barras do rotor e o anel de curto-circuito são

Figura 58 – Malha do MIT



feitos de liga de alumínio de 99,5%, condutividade ( $\sigma$ ) aproximada de  $3,0 \times 10^7 \text{ }[(\Omega \text{ m})^{-1}]$ . A [Tabela 4](#) traz outras características construtivas do estator e do rotor.

Tabela 4 – MITr - Dados Geométricos do Motor

	Estator	Rotor
Raio externo	61 [mm]	40,75 [mm]
Raio interno	41 [mm]	12 [mm]
Número de ranhuras	36	44

Para validação do modelo numérico do GetDP, foi realizada a partida direta na rede deste MITr em vazio. Os enrolamentos do motor foram ligados em estrela e alimentados por um sistema trifásico de tensões 220 [V<sub>RMS</sub>] - 60 [Hz].

As formas de onda referente à velocidade e ao torque obtidas na simulação da partida do MITr são mostradas nas figuras [59](#) e [60](#).

A [Figura 61](#) traz os valores medidos da tensão de linha aplicada ao MITr e da corrente em uma das fases. Nela percebe-se que ocorre uma redução no valor da tensão medida devido a uma queda de tensão

Figura 59 – Velocidade Referente à Partida do MITr

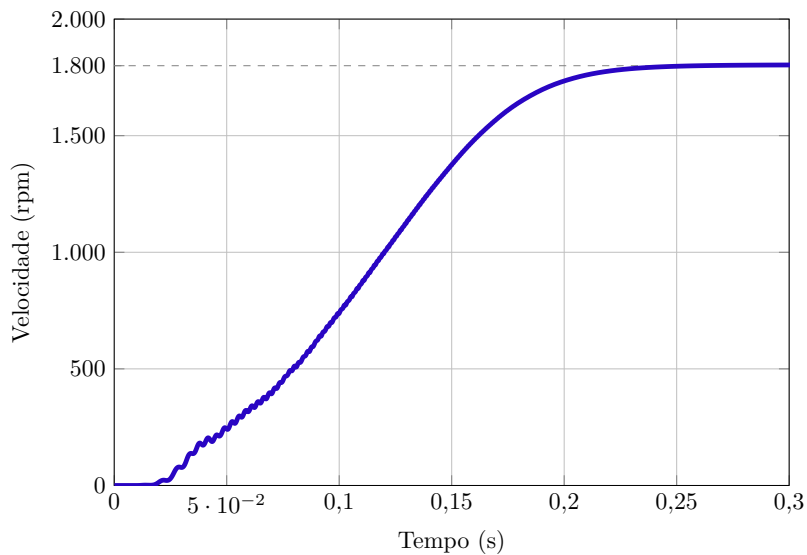
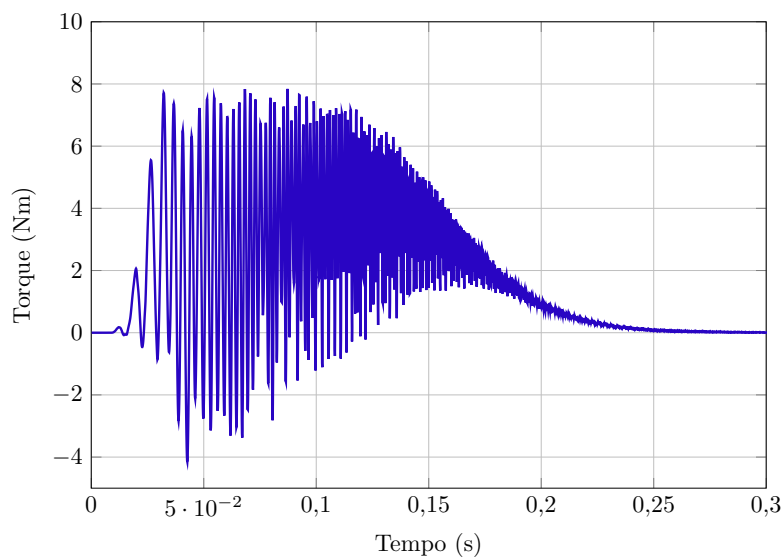
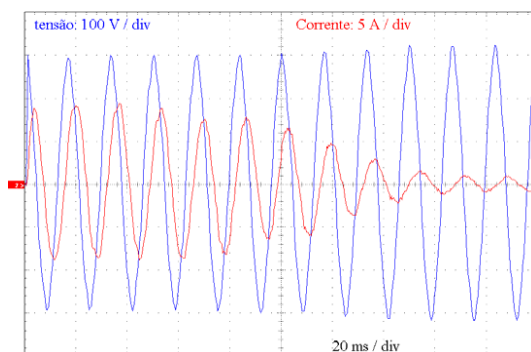


Figura 60 – Torque Referente à Partida do MITr



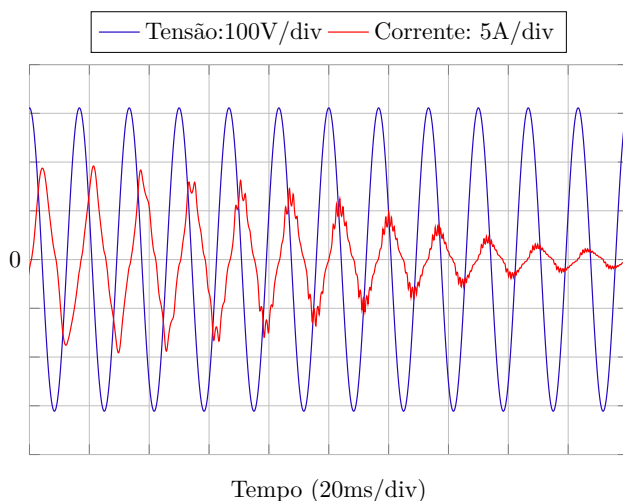
no barramento de alimentação.

Figura 61 – Partida do MITr: Valores Medidos (Tensão de Linha e Corrente em Vermelho)



Os resultados obtidos na simulação da tensão de linha e da corrente em uma das fases são mostrados na [Figura 62](#), apresentando boa concordância com os resultados experimentais da [Figura 61](#).

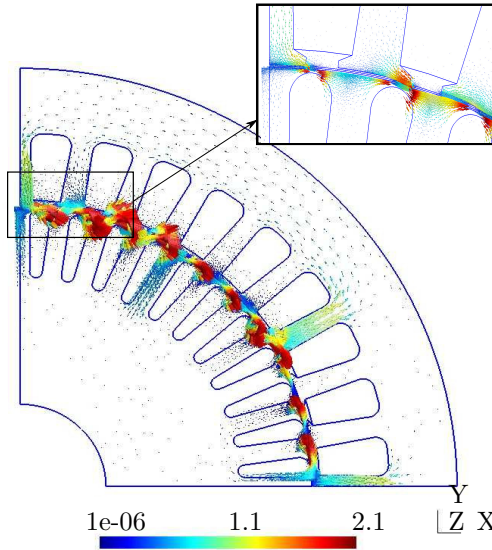
Figura 62 – Partida do MITr: Valores Simulados no GetDP (Tensão de Linha e Corrente em Vermelho)



As [Figuras 63 e 64](#) mostram a distribuição da indução magnética

e a distribuição do fluxo magnético (linhas equipotenciais), respectivamente, para a formulação magnetodinâmica em potencial vetor magnético ( $\vec{A} - V$ ) na partida do MITr.

Figura 63 – Distribuição da Indução Magnética no Domínio de Estudo

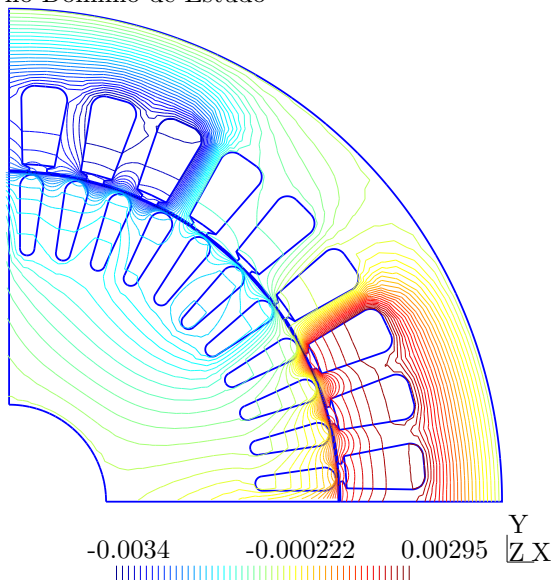


### 3.3.1 Controle - MITr

O controlador utilizado para controlar o MITr é o Controlador Direto do Torque (Direct Torque Control - DTC), e a motivação da aplicação desse controlador nesta tese é devido à sua ampla utilização na indústria. Esse controlador foi desenvolvido nos anos 80 por [Takahashi e Noguchi \(1986\)](#) e [Depenbrock \(1987\)](#), e é um método de controle utilizado em inversores de frequência para controlar o torque e também a velocidade de motores AC trifásicos. Para sua aplicação é necessário estimar os valores do torque e do fluxo magnético do motor com base nos valores medidos de suas tensão e corrente. Esse controlador possui uma escrita de código mais complexa que o controlador Fuzzy, pois seu código é inserido em diversas posições na estrutura de definição do problema no código do GetDP ([Figura 1](#)). Por exemplo, a estimação do fluxo e do torque ([Figura 120-Apêndice B](#)) começa com a inicialização das variáveis na posição da *Function*.



Figura 64 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) no Domínio de Estudo



### 3.3.1.1 Estimação do Fluxo e do Torque

Após inicialização das variáveis escrevem-se as restrições (Figura 121-Apêndice B) e as funções de espaço (Figura 122-Apêndice B) referentes aos fluxos alfa e beta que são calculados na formulação mecânica.

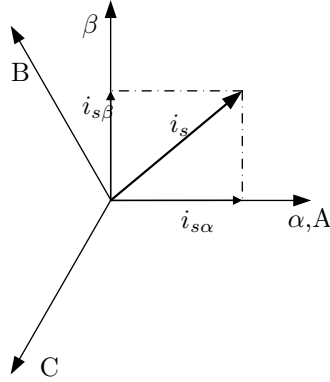
A estimação dos fluxos alfa e beta é realizada na formulação mecânica do código do GetDP, sendo necessário fornecer o valor da resistência do estator que deve ser medido no motor ou utilizar um valor aproximado dos catálogos do fabricante. Essa estimação é realizada por equações analíticas, conforme as equações (2.38) e (2.39).

As tensões são os valores de saída do inversor que são aplicadas nas 3 fases do estator e as correntes são oriundas da simulação do motor após aplicação da tensão. Nessas grandezas são aplicadas a transformada de Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951).

As variáveis trifásicas senoidais podem ser representadas como um vetor de espaço expresso por dois eixos ortogonais ( $\alpha \beta$ ), Figura 65.

A corrente do estator é descrita na forma complexa como:

$$\vec{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}, \quad (3.8)$$

Figura 65 – Componentes  $\alpha\beta$  das Correntes do Estator

$$i_{s\alpha} = \mathbb{R} \left\{ \frac{2}{3} [i_{sA} + ai_{sB} + a^2 i_{sC}] \right\}, \quad (3.9)$$

$$i_{s\beta} = \mathbb{I} \left\{ \frac{2}{3} [i_{sA} + ai_{sB} + a^2 i_{sC}] \right\}. \quad (3.10)$$

então

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{3} (2i_{sA} - i_{sB} - i_{sC}) \quad (3.11)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sB} - i_{sC}) \quad (3.12)$$

ou seja:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A aplicação da transformada de Clarke é realizada na parte das Funções do GetDP ([Figura 124-Apêndice B](#)).

Os resultados do fluxo alfa e beta são enviados para o Pós-Cálculo (Figura 1), no qual é realizada a etapa final da estimação do fluxo e do torque (Figura 125-Apêndice B), através das equações analíticas (2.42) e (2.40), com os valores salvos no Pós-Processamento do GetDP.

Os valores estimados do fluxo e torque realimentam o sistema, e os valores do fluxo alfa e beta servem à detecção do setor (Figura 29).

### 3.3.1.2 Detecção do Setor do Fluxo

A detecção do setor começa no Pós-Cálculo do GetDP, ao qual é adicionada a equação analítica (2.43) para determinar o ângulo entre fluxo alfa e beta estimados (Figura 126-Apêndice B).

O ângulo  $\rho_s$  é enviado para a Função (Figura 1), na qual é calculado o setor (Figura 127-Apêndice B).

### 3.3.1.3 Histerese do Fluxo e do Torque

Após a estimar o fluxo do estator e o torque (Figura 125-Apêndice B), esses valores são salvos em uma posição da memória e depois lidos na função de histerese.

Para a malha de controle do fluxo, o DTC possui um comparador de histerese de dois níveis (Figura 32), determinando a partir do valor do erro do fluxo (a diferença entre o valor de referência (`flux_in`) e o valor estimado (`fluxo_s[ ]`)), se é necessário aumentar ou diminuir o fluxo do estator. Quando o erro é maior que “`df*flux_in`”, é ativado o relé (“`flux_comp[ ]=1`”), pois é necessário aumentar o fluxo do estator. O relé é desativado (“`flux_comp[ ]=0`”) quando o erro for menor que “`-df*flux_in`”, diminuindo o fluxo no estator. O valor desse relé é salvo em “`contf[ ]`”, como é descrito na função referente à histerese do fluxo no código do GetDP (Figura 128-Apêndice B).

O torque eletromagnético utiliza um comparador com histerese de três níveis (Figura 33), que determina a partir do valor do erro do torque (`Te_in-Te_s[ ]`), se é necessário aumentar, diminuir ou manter o torque, como é mostrado no código do GetDP (Figura 129-Apêndice B). Quando o erro é maior que “`dT*Te_in[ ]`”, é necessário aumentar o torque (`Te_h[ ]=1`), mas se esse erro é menor que “`-dT*Te_in[ ]`”, é necessário diminui-lo (`Te_h[ ]=-1`). No entanto, quando o valor do erro estiver entre esses valores, os relés continuam com a sua ação anterior, ou seja, os valores (`cont_T1[ ]` e `cont_T2[ ]`) e o valor de saída na histerese do torque são calculados em “`Te_h[ ]`” (Figura 129-Apêndice B).

### 3.3.1.4 Tabela de Chaveamento

Como foi descrito no capítulo anterior, em um inversor de seis pulsos, o fluxo concatenado do estator se movimenta seguindo um caminho hexagonal, com uma velocidade linear constante, devido aos vetores de chaveamento. Com a aplicação da tabela de chaveamento (Tabela 1), para cada período de amostragem são escolhidos vetores de chaveamentos, mantendo o fluxo e torque na banda de histerese. Para descobrir a linha do setor referente aos valores de saída da histerese do fluxo e do torque, foi criado o seguinte método no código GetDP, (Figura 130-Apêndice B).

O valor de “Index2[ ]” resulta na linha dos setores referente aos vetores de tensão espaciais ( $\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4, \vec{v}_5, \vec{v}_6, \vec{v}_7$  e  $\vec{v}_8$ ). Por exemplo, se o valor de saída da histerese de fluxo é igual a um (flux\_h[ ]=1) e do torque igual a zero (Te\_h[ ]=0), tem-se como resultado um valor de Index2[ ] igual a dois, ou seja, isso equivale à segunda linha da Tabela 1.

Para aplicação dos demais valores da Tabela 1, que representam os vetores de tensão espaciais, definidos através dos seus valores de comando  $A$ ,  $B$  e  $C$  conforme a Figura 31, referente aos estágios de chaveamento do inversor, ou seja, a tabela de chaveamento é dividida nas tabelas 5, 6 e 7. Elas são escritas na parte que se refere às funções, na linha de código GetDP, conforme as figuras 131-Apêndice B, 132-Apêndice B e 133-Apêndice B, respectivamente.

Tabela 5 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sa

Index2[ ]	setor 1	setor 2	setor 3	setor 4	setor 5	setor 6
1	1	0	0	0	1	1
2	1	0	1	0	1	0
3	1	1	1	0	0	0
4	0	0	0	1	1	1
5	0	1	0	1	0	1
6	0	1	1	1	0	0

Os comandos Sa[ ], Sb[ ] e Sc[ ] são aplicados conforme a Figura 134-Apêndice B (parte das funções do código do GetDP), no circuito do inversor. O inversor gera os valores de Va[ ], Vb[ ] e Vc[ ], que são aplicados nas restrições referente as tensões, ou seja, esses valores vão alimentar os enrolamentos do motor através do seu circuito.

Tabela 6 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sb

Index2[ ]	setor 1	setor 2	setor 3	setor 4	setor 5	setor 6
1	1	1	1	0	0	0
2	1	0	1	0	1	0
3	0	0	1	1	1	0
4	1	1	0	0	0	1
5	0	1	0	1	0	1
6	0	0	0	1	1	1

Tabela 7 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sc

Index2[ ]	setor 1	setor 2	setor 3	setor 4	setor 5	setor 6
1	0	0	1	1	1	0
2	1	0	1	0	1	0
3	1	0	0	0	1	1
4	0	1	1	1	0	0
5	0	1	0	1	0	1
6	1	1	0	0	0	1

### 3.3.1.5 Controle de Velocidade

Um controlador PI é utilizado para um melhor desempenho das respostas de velocidade (menor *overshoot*, tempo de resposta mais rápido e com um erro constante, reduzido ou nulo). A sua entrada é o erro entre a velocidade de referência e a realimentação. O valor de realimentação pode ser um valor obtido de um sensor de velocidade ou estimado analiticamente.

Na saída do controlador de velocidade é adicionada uma saturação, pois o sinal de saída desse controlador é o sinal de entrada do controlador DTC, ou seja, a saturação tem a função de limitar o sinal de entrada do DTC. Esse conceito é muito utilizado na indústria para o controle de torque e velocidade simultâneos, e assim transformar a característica não linear da relação torque  $\times$  velocidade do motor de indução em uma característica constante como existe nos motores CC.

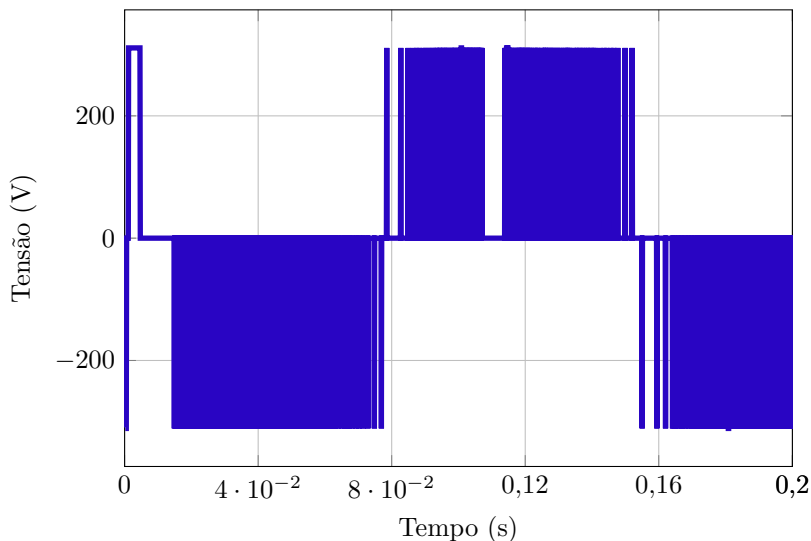
O controle de velocidade é escrito no código do GetDP em diversas posições na estrutura de definição do problema (Figura 1). A inicialização das variáveis do controle de velocidade é nas Funções (Figura 135-Apêndice B), “sat\_in[ ]” é valor de saída do controlador PI, ou seja, o valor de entrada da saturação, “kgain” é o ganho, “Ti” o tempo de integração e “wr” é o valor de referência da velocidade [rad/s].

Após a inicialização das variáveis do controle de velocidade, escrevem-se as restrições deste controlador no GetDP (Figura 136-



As figuras 67 e 68 mostram a tensão de fase e a tensão de linha correspondendo à ação de controle aplicada nos enrolamentos do estator através das quais fica clara a ação de chaveamento.

Figura 67 – Tensões de Fase Conversor de Dois Níveis - MITr



O fluxo do estator é controlado em 0,83 [Wb], como se pode visualizar na Figura 69, na qual os valores estimados e simulados são praticamente o mesmo.

O fluxo concatenado do estator se movimenta seguindo um caminho hexagonal, devido aos vetores de chaveamento. A trajetória do fluxo do estator no plano  $\alpha \times \beta$  é mostrada na Figura 70, sendo que as assíntotas que aparecem nos instantes iniciais são características do transiente de imposição de fluxo no controle DTC.

O resultado final do torque estimado e o controlado sem o controle de velocidade está na Figura 71. Pode-se notar uma pequena disparidade devido à não linearidade e à complexidade dos valores estimados, aumentado pela incerteza de alguns parâmetros como a resistência do estator. O torque vai a zero quando o motor alcança sua velocidade nominal que, neste caso, foi alterada com a aplicação do controle DTC (Figura 72).

O resultado do controle PI é notado apenas nas curvas de torque e velocidade, sua atuação é realizada no instante em que a diferença entre a velocidade de referência (20 [rad/s]) e a do motor é pequena.

Figura 68 – Ação de Controle das Tensões de Linha Aplicada no Enrolamento da Fase a do Estator (Inversor 2 Níveis) - MITr

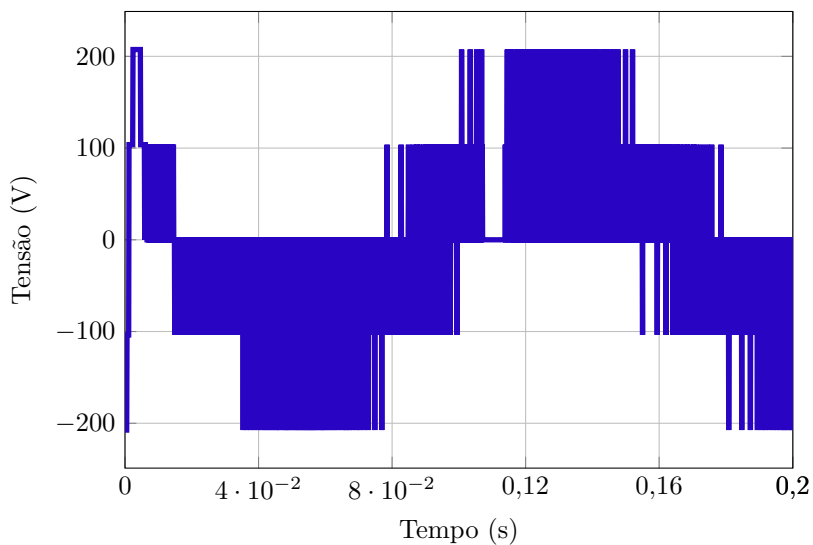


Figura 69 – Fluxo do Estator Estimado e Controlado

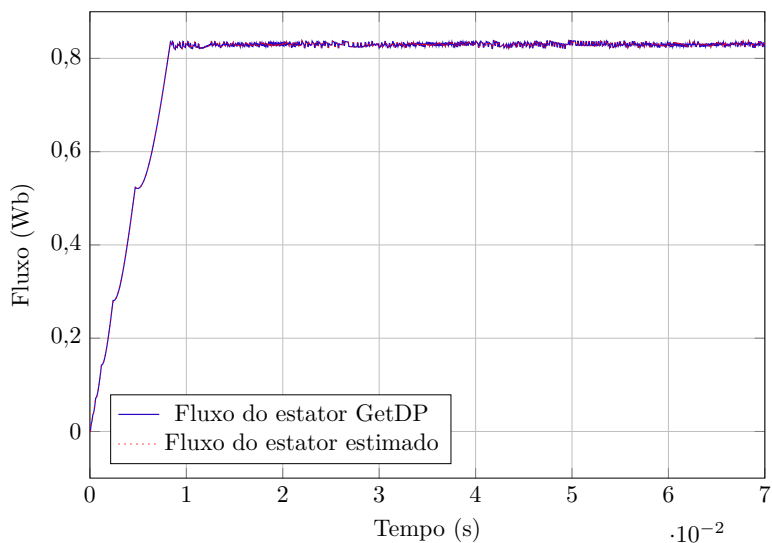
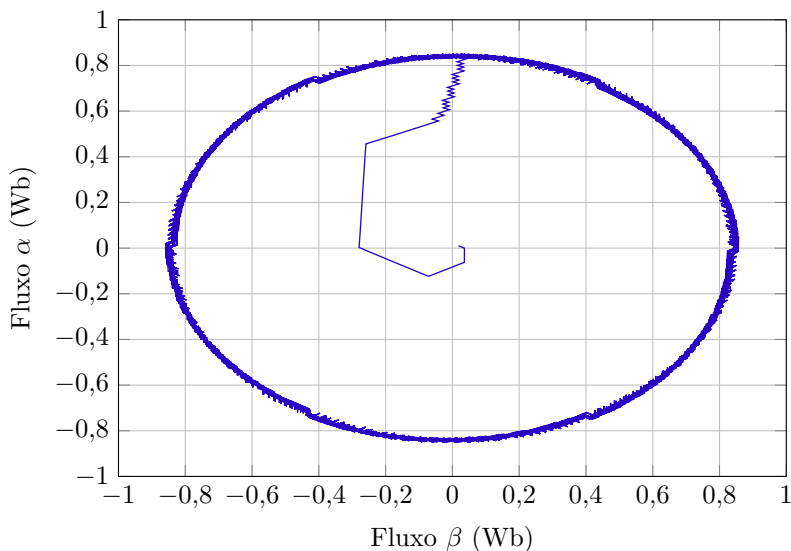




Figura 70 – Fluxo  $\alpha \times \beta$ 

Caso contrário, o valor de sua atuação é maior que o torque de referência (1 [N.m]), sendo esse o valor máximo da saturação.

Após a obtenção de bons resultados para o controle do torque e da velocidade do MIT, fizeram-se algumas variações desse controle que são apresentadas a seguir.

### Melhoria da Tabela de Comutação

Nesta estratégia pretende-se aplicar uma mudança de zona, alterando a tabela de operação e, assim, modificar as seis zonas do Convencional DTC (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986). Não se utiliza o primeiro setor de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$  (Tabela 1), mas é aplicado o de  $0^\circ$  a  $60^\circ$  (Figura 75), obtendo-se a nova tabela de chaveamento ótimo (Tabela 8).

Os resultados para o torque e a velocidade, após a alteração da tabela de chaveamento ótimo, são mostrados nas figuras 76 e 77, respectivamente. Nota-se uma melhora no sinal do torque no instante inicial, e também uma diminuição na sua oscilação. Além disso, a resposta em relação ao controle de velocidade não sofreu alterações.

Figura 71 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr (Sem o Controle de Velocidade)

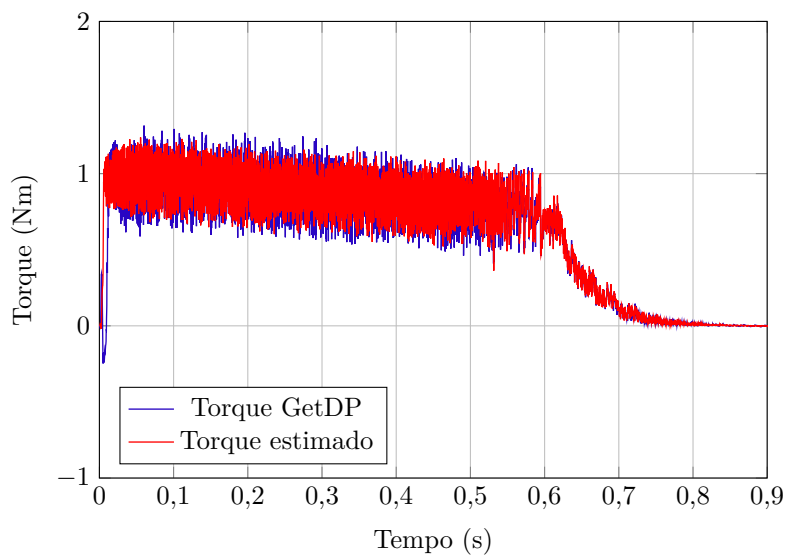


Figura 72 – Velocidade do MITr na Partida com Controlador DTC (Sem o Controle de Velocidade)

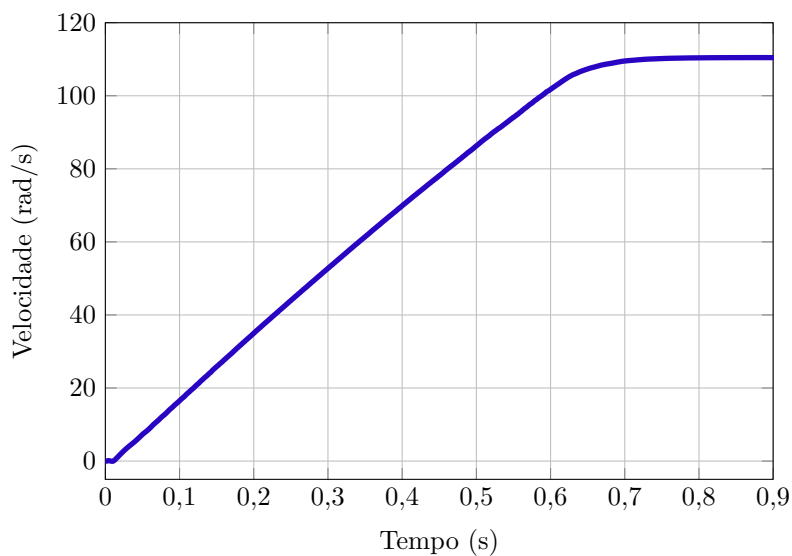


Figura 73 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr

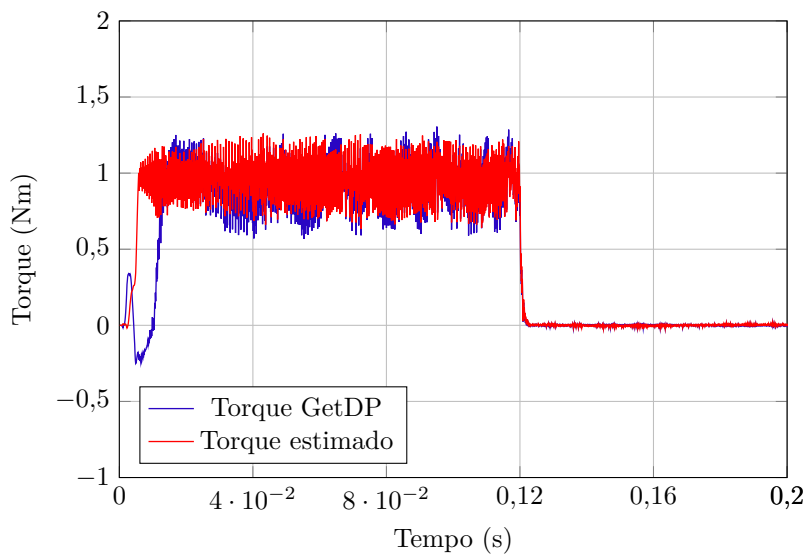


Figura 74 – Velocidade do MITr na Partida com Controlador DTC

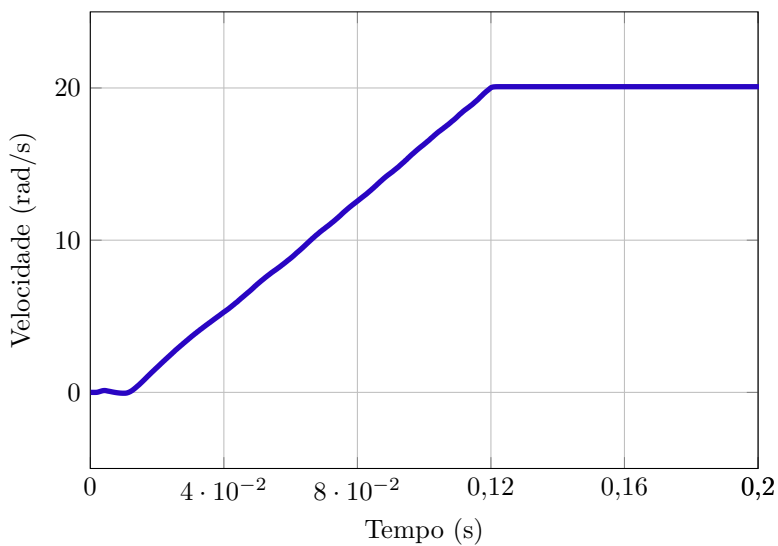
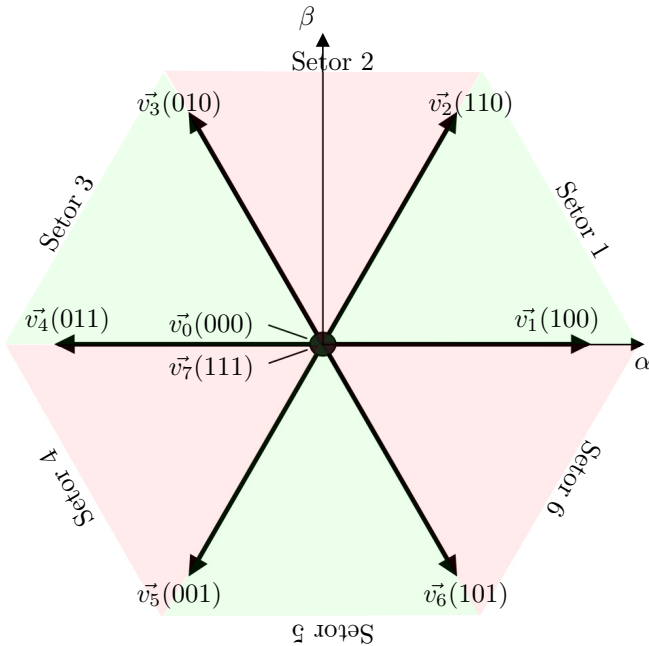


Tabela 8 – Tabela de Chaveamento Ótimo Modificada

$d\psi$	$dT_{em}$	$\alpha(1)$ setor 1	$\alpha(2)$ setor 2	$\alpha(3)$ setor 3	$\alpha(4)$ setor 4	$\alpha(5)$ setor 5	$\alpha(6)$ setor 6
1	1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
	0	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$
	-1	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
0	1	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
	0	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
	-1	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$

Figura 75 – Vetores Espaciais de Comutação da Tensão Modificado



### Aumento no Número de Setores

Agora propõe-se um aumento do número dos setores de 6 para 12 ([Figura 78](#)), com o intuito de diminuir o *ripple* do torque. Com esse aumento de número dos setores, a tabela de comutação também é alterada como é mostrado na [Tabela 9](#).

Como resultado tem-se as curvas do torque e da velocidade, como mostrado nas figuras [79](#) e [80](#). Com o aumento dos números de setores se pretende a diminuição da oscilação da curva do torque, a

Figura 76 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC Modificada

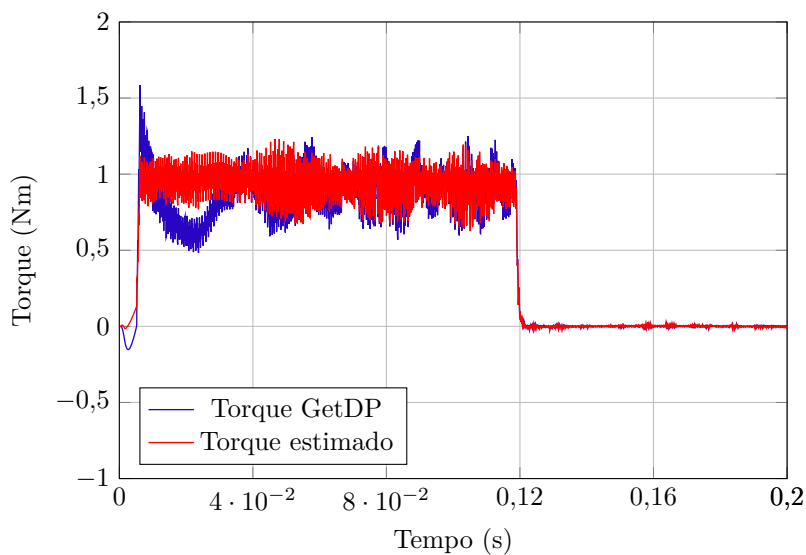


Figura 77 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC Modificada

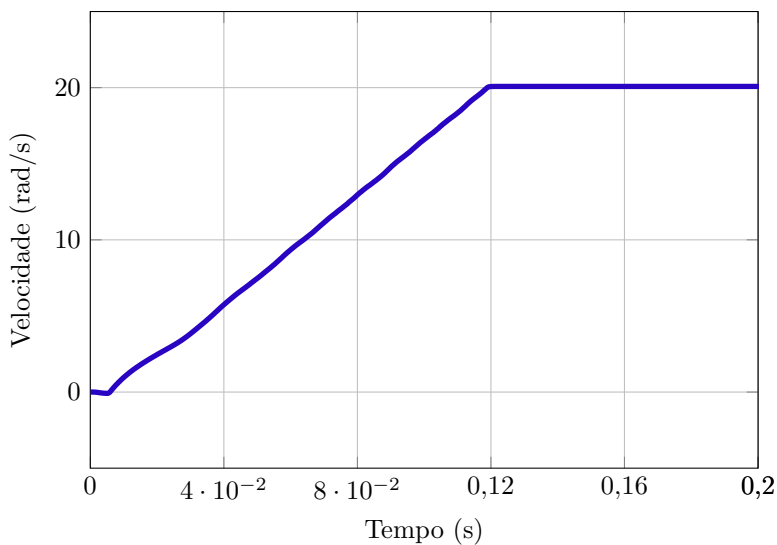
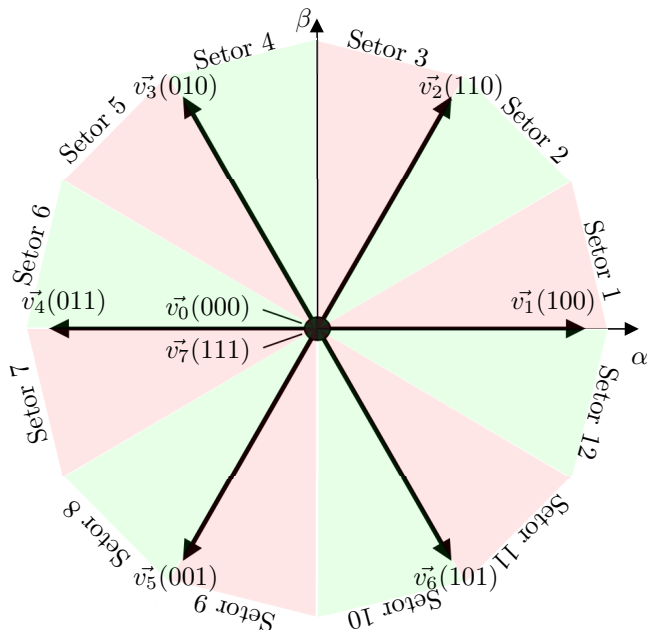




Figura 78 – Vetores Espaciais de Comutação da Tensão Modificado - 12 Setores



qual foi obtida com êxito porém, a oscilação no instante inicial voltou. Essa oscilação foi diminuída com a alteração na posição dos setores, implementada anteriormente. Ao visualizar as curvas do torque e da velocidade, nota-se um pequeno pico negativo no torque quando o motor atinge a velocidade de referência. Essa oscilação negativa do torque, antes de seu valor voltar a zero, ocorre devido a um pequeno pico na curva da velocidade, podendo ser eliminado após uma alteração nos parâmetros do controlador PI.

### Aumento no Número de Níveis de Histerese do Torque e do Fluxo

Nesta seção pretende-se aumentar o nível da histerese do fluxo de um para dois (Figura 81) e a histerese do torque de dois para quatro níveis (Figura 82). Com essas alterações pretende-se analisar o comportamento do torque e da velocidade.

Essa nova configuração também altera a tabela de otimização do controle DTC, mostrada na Tabela 10.

Os resultados do torque (Figura 83) e da velocidade (Figura 84)

Tabela 10 – Tabela de Chaveamento Ótimo para 12 setores: Aumento no Número de Níveis nas Histereses do Torque e do Fluxo

$d\psi$	$dI_{em}$	$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$	$\alpha(7)$	$\alpha(8)$	$\alpha(9)$	$\alpha(10)$	$\alpha(11)$	$\alpha(12)$
1	2	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	0	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
0	-1	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$
	-2	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
	2	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
-1	1	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
	0	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
	-1	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$
-2	-2	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
	2	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
	1	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
-1	1	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$
	0	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
	-1	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_8$	$\vec{v}_7$
-2	-2	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$



Figura 79 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC com 12 Setores

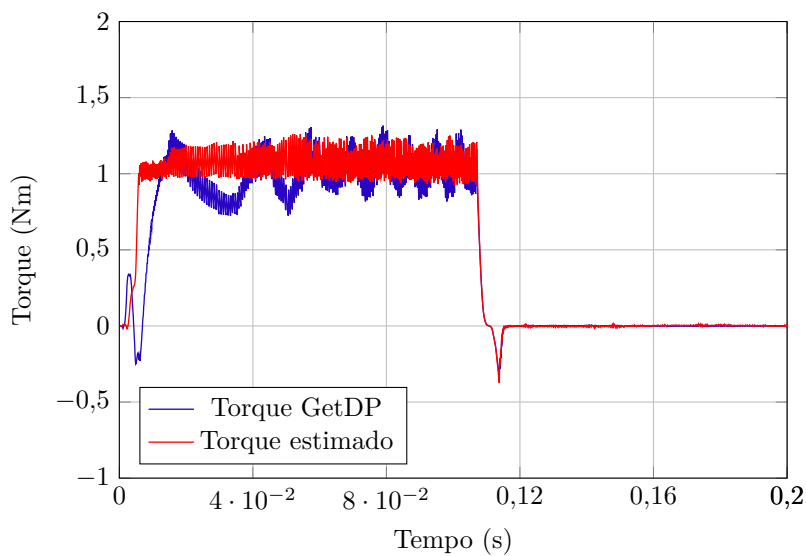


Figura 80 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC com 12 Setores

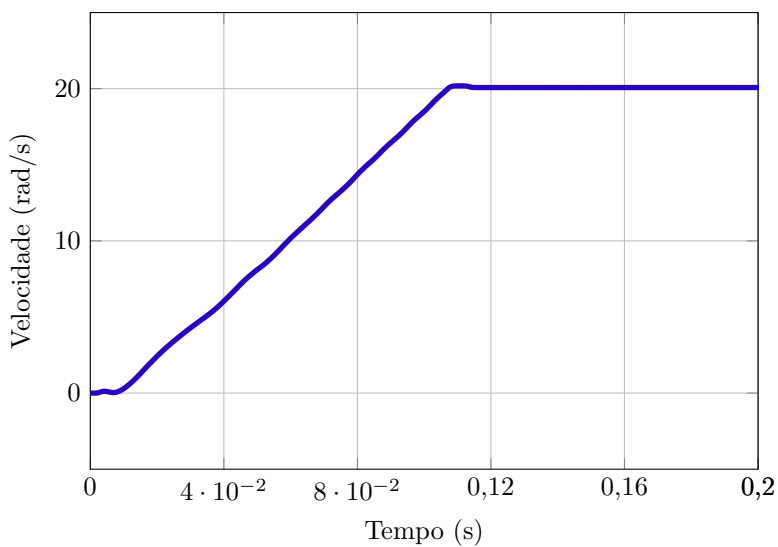


Figura 81 – Histerese do Fluxo - Dois Níveis

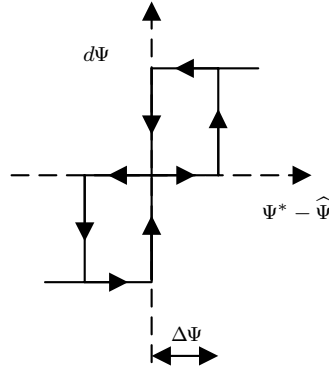
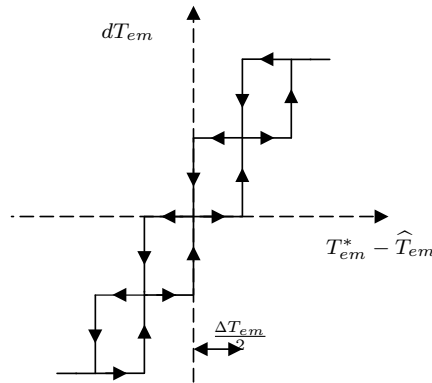


Figura 82 – Histerese do Torque - Quatro níveis

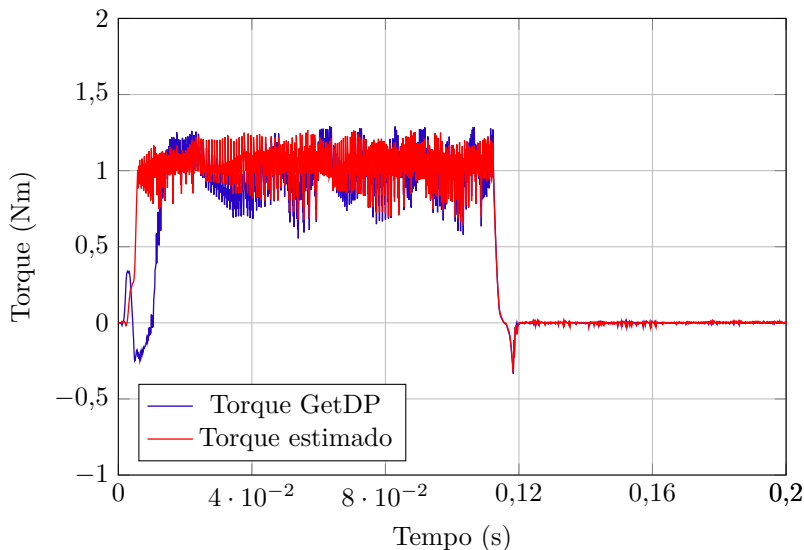


não apresentaram mudanças significativas com o aumento no número de níveis da histerese do torque e do fluxo devido à limitação em relação ao número de níveis do inversor, que é um inversor de dois níveis.

### Inversor de 3 Níveis

Um inversor de três níveis é caracterizado por  $3^3 = 27$  estados de chaveamentos, nos quais os vetores de tensões espaciais são divididos em 12 setores ( $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1} \dots, S_{c4}$ ), como mostrado na [Figura 85](#). Os 27 vetores são divididos em quatro classes: vetores grandes ( $v_{15}$  até  $v_{20}$ ),

Figura 83 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC com 12 Setores - após alteração no número de níveis das histereses



vetores médios ( $\vec{v}_{21}$  até  $\vec{v}_{26}$ ), vetores pequenos ( $\vec{v}_1$  até  $\vec{v}_6$ ) e ( $\vec{v}_8$  até  $\vec{v}_{13}$ ) e vetores nulos ( $\vec{v}_0$ ,  $\vec{v}_7$  e  $\vec{v}_{14}$ ), ou seja, tem-se 24 vetores ativos e 3 nulos, que estão localizados no centro do hexágono (Figura 86).

Com a utilização de um inversor de 3 níveis no controle direto do torque para alimentar o motor de indução trifásico, aumenta-se o número de vetores espaciais de tensão disponíveis e também os níveis de tensão do inversor. Esses aumentos proporcionam maior flexibilidade na escolha dos vetores de tensão ótimo, melhorando a precisão do controle.

Para ter essa flexibilidade na escolha, deve-se utilizar histerese de dois níveis para o fluxo (Figura 81) e de quatro níveis para o torque (Figura 82), gerando a Tabela 11, como a tabela de comutação ótima para um inversor de três níveis.

As figuras 87 e 88 mostram a tensão da fase “ab” e a tensão de linha respectivamente para o inversor de três níveis. Esses valores são enviados pelo controle DTC com 12 setores. A resposta para o controle DTC, somada com o controle PI para velocidade, está nas figuras 89 e 90, nas quais nota-se uma diminuição no ripple do torque.

Tabela 11 – Tabela de Chaveamento Ótimo para 12 setores - Inversor de 3 Níveis

$d\psi$	$dT_{em}$	$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$	$\alpha(7)$	$\alpha(8)$	$\alpha(9)$	$\alpha(10)$	$\alpha(11)$	$\alpha(12)$
1	2	$\vec{v}_{16}$	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{16}$
	1	$\vec{v}_{16}$	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{16}$
	0	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	-1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
0	-2	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$
	2	$\vec{v}_{22}$	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{23}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{24}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{25}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{26}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{21}$	$\vec{v}_{16}$
	1	$\vec{v}_{22}$	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{23}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{24}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{25}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{26}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{21}$	$\vec{v}_{16}$
	0	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
-1	-1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	-2	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$
	2	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{23}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{24}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{25}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{26}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{21}$	$\vec{v}_{16}$	$\vec{v}_{22}$
	1	$\vec{v}_{17}$	$\vec{v}_{23}$	$\vec{v}_{18}$	$\vec{v}_{24}$	$\vec{v}_{19}$	$\vec{v}_{25}$	$\vec{v}_{20}$	$\vec{v}_{26}$	$\vec{v}_{15}$	$\vec{v}_{21}$	$\vec{v}_{16}$	$\vec{v}_{22}$
-1	0	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
	-1	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
	-2	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$
	-2	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_0$

Vetores:  $\vec{v}_0 = (1, 1, 1), \vec{v}_1 = (2, 1, 1), \vec{v}_2 = (2, 2, 1), \vec{v}_3 = (1, 2, 1), \vec{v}_4 = (1, 2, 2), \vec{v}_5 = (1, 1, 2), \vec{v}_6 = (2, 1, 2), \vec{v}_7 = (2, 2, 2), \vec{v}_8 = (1, 0, 0), \vec{v}_9 = (1, 1, 0), \vec{v}_{10} = (0, 1, 0), \vec{v}_{11} = (0, 1, 1), \vec{v}_{12} = (0, 0, 1), \vec{v}_{13} = (1, 0, 1), \vec{v}_{14} = (0, 0, 0), \vec{v}_{15} = (2, 0, 0), \vec{v}_{16} = (2, 2, 0), \vec{v}_{17} = (0, 2, 0), \vec{v}_{18} = (0, 2, 2), \vec{v}_{19} = (0, 0, 2), \vec{v}_{20} = (2, 0, 2), \vec{v}_{21} = (2, 1, 0), \vec{v}_{22} = (1, 2, 0), \vec{v}_{23} = (0, 2, 1), \vec{v}_{24} = (0, 1, 2), \vec{v}_{25} = (1, 0, 2), \vec{v}_{26} = (2, 0, 1)$

Figura 84 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC com 12 Setores  
- Após Alteração no Número de Níveis das Histereses

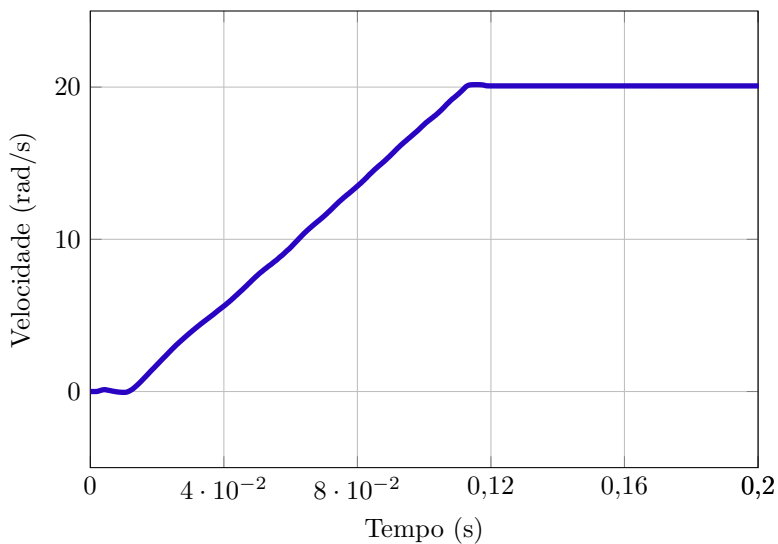


Figura 85 – Inversor de Tensão de Três Níveis

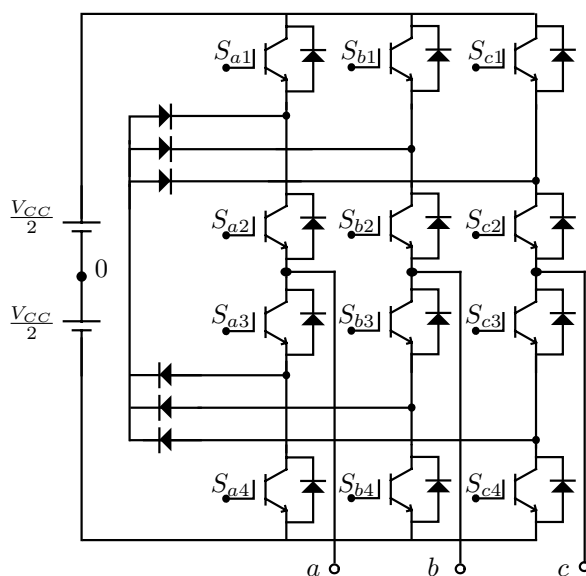
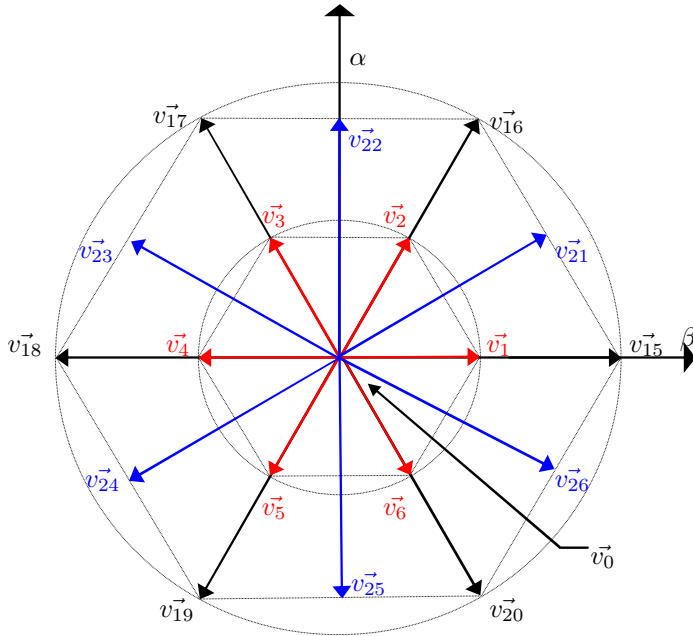


Figura 86 – Vetores Gerados por Um Inversor de Tensão de Três Níveis



## Controle Fuzzy DTC

Nesta parte deste trabalho pretende-se substituir a histerese do torque e do fluxo por funções de pertinência, e o mesmo ocorre para o cálculo do setor. Os valores de entrada e de saída do controlador são fuzzificados através de funções de pertinência. Esses valores são o erro do torque, do fluxo e o ângulo do fluxo. Sua saída são os vetores de tensão. Na [Figura 91](#), pode-se visualizar um diagrama de blocos referente à inclusão do controlador Fuzzy no código. Esse diagrama é apenas ilustrativo, para ajudar na compreensão da inclusão deste controle no código do GetDP. O sistema de inferência escolhido é o Mamdani por se diferenciar do aplicado na suspensão magnética, sendo necessário analisar o seu comportamento em relação ao código de elementos finitos.

O conjunto de regras Se-Então é definido conforme o controlador

Figura 87 – Tensões de Fase Conversor de Três Níveis - MITr

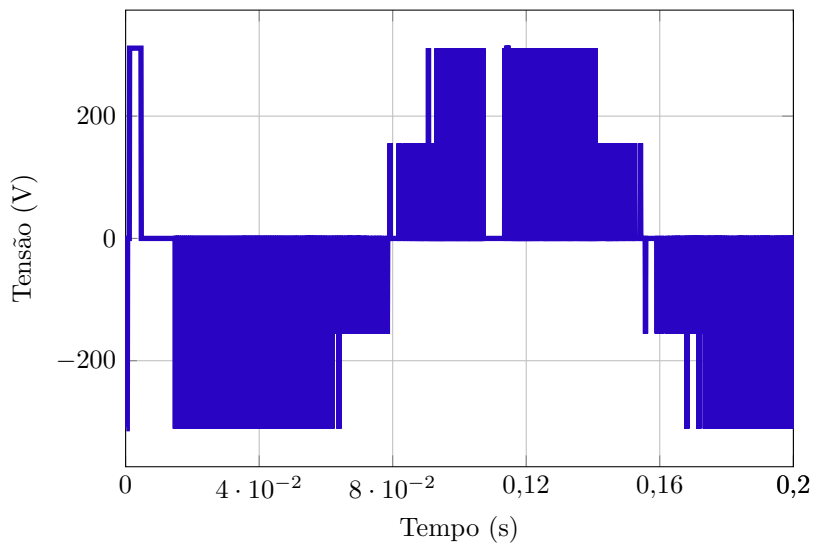


Figura 88 – Ação de Controle Das Tensões de Linha Aplicada no Enrolamento da Fase do Estator (Inversor 3 Níveis) - MITr

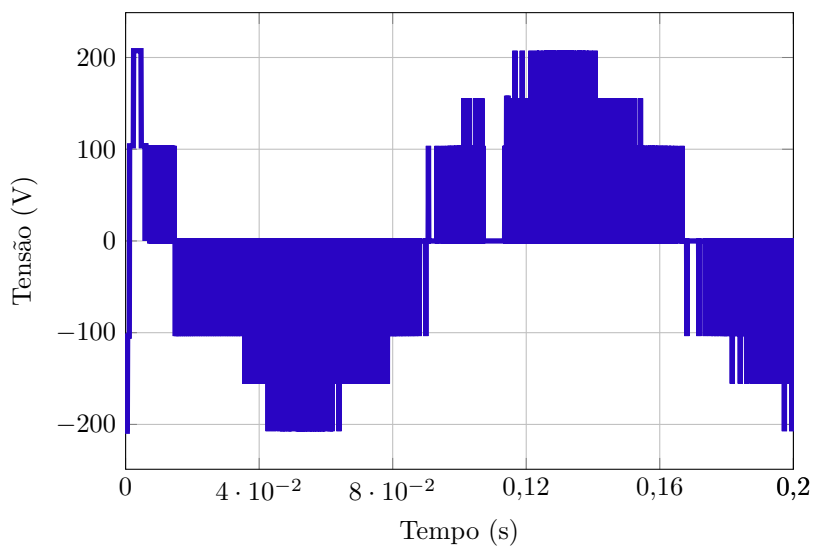


Figura 89 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Tabela DTC com 12 Setores

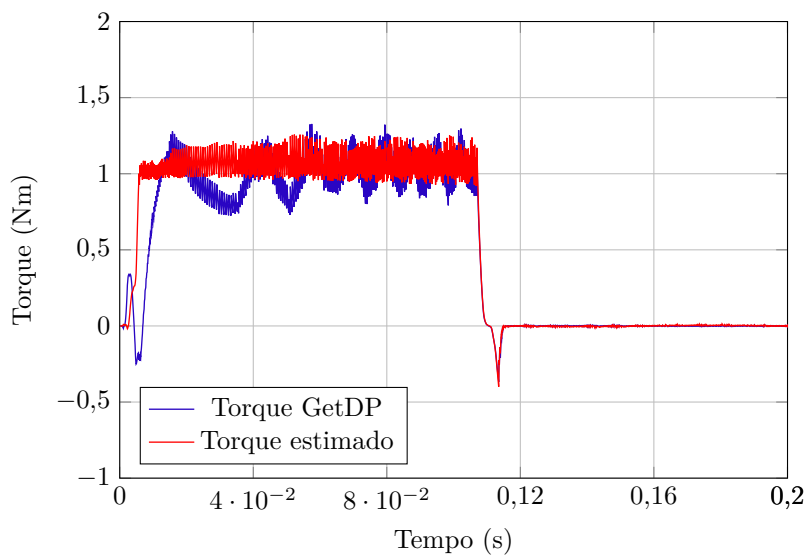


Figura 90 – Velocidade do MITr Partida - Tabela DTC com 12 Setores

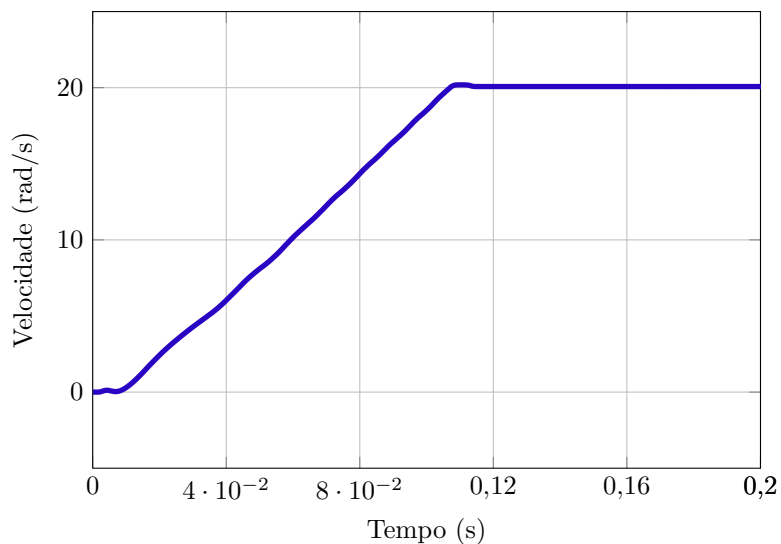






Figura 92 – Função de Pertinência de Entrada - Erro do Fluxo

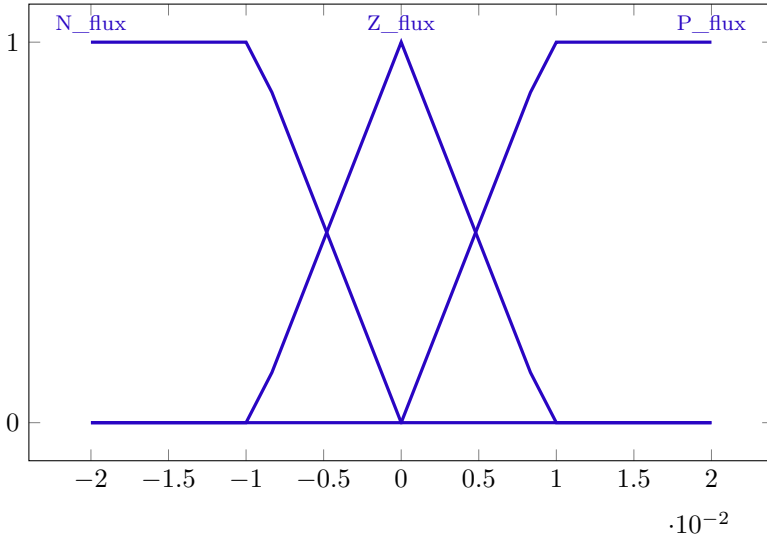
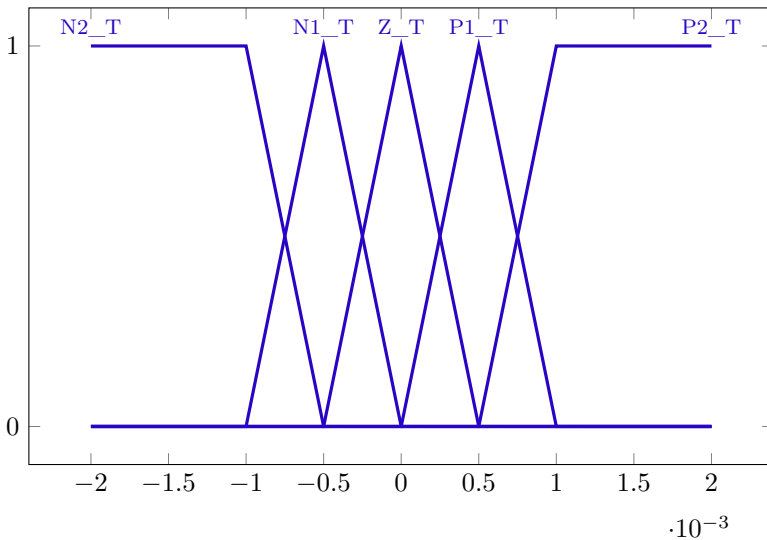


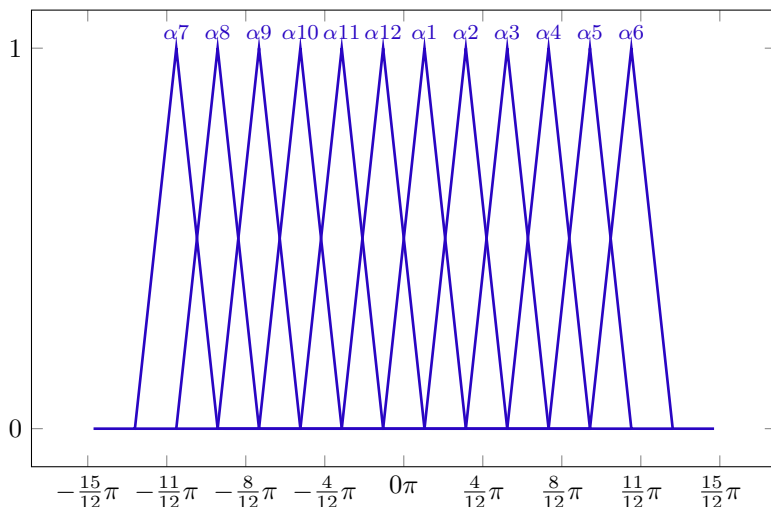
Figura 93 – Função de Pertinência de Entrada - Erro do Torque



fuzzificadas a partir de funções de pertinência.

Na aplicação dos operadores Fuzzy é utilizada a T-norma e a

Figura 94 – Função de Pertinência de Entrada - Setores



T-conorma Probabilista, escritas no código do programa de acordo com a [Figura 144-Apêndice B](#). O operador  $E$  é dado pelo mínimo das funções de pertinências e o operador  $OU$  é dado pelo máximo das funções de pertinências.

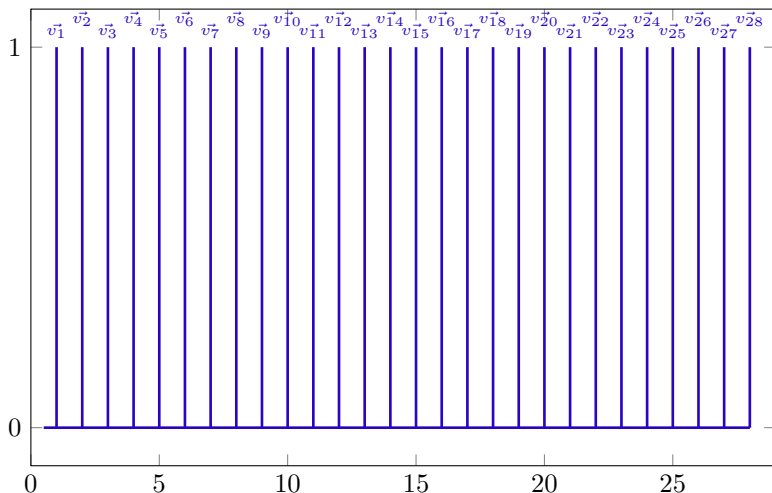
Após a escolha dos operadores, é necessário definir as regras a serem aplicadas, que seguirão o mesmo princípio da tabela de comutação ([Tabela 11](#)). A [Figura 145-Apêndice B](#) mostra a aplicação das regras 1, 2 e 3 de um total de 180 regras para os operadores nas funções de pertinência das entradas do controlador Fuzzy no GetDP.

Como o sistema de inferência é o de Mamdani, é necessária a fuzzificação do sinal de saída, que nesse caso são os vetores de tensão que comandam o inversor. Essa função de pertinência possui valores do tipo “singleton”, ou seja, conjuntos unitários ([Figura 95](#)). A aplicação dessa função de pertinência da saída é escrita dentro de um *looping* “For”, no código do GetDP. Esse “For” é escrito na parte das funções, na qual o código do controlador é escrito. Dentro dele é também escrito as implicações para as regras, conforme a [Figura 146-Apêndice B](#).

Após realizada a Implicação, é necessário fazer a agregação desses valores. Nesse caso faz-se através de um “For” dentro do “For” anterior. A agregação é do tipo máxima, ou seja, o maior valor de cada implicação, de acordo com a [Figura 147-Apêndice B](#).

O processo de defuzzificação utilizado é o “lom” (último dos

Figura 95 – Função de Pertinência de Saída - Vetores de Tensão



máximos). Esse método é escrito dentro de um “*For*” também, na parte das funções (Figura 148-Apêndice B). Com o processo de defuzzificação tem-se os valores de comando do inversor e, assim, finaliza-se o código do controle Fuzzy DTC.

Após a implementação do controle, é dada a partida no motor, obtendo como resultados as figuras 96 e 97 para o torque e para a velocidade, respectivamente. Com o Fuzzy DTC, a curva do torque diminuiu o pico negativo inicial, mas apresentou uma oscilação maior no início da simulação em comparação com o método anterior. No final, essa oscilação diminui, mas nota-se um pequeno pico na curva da velocidade, como obtido anteriormente. Esse pode ser eliminado alterando os parâmetros do controlador PI. Esse pico na curva da velocidade ocasiona uma interferência no torque, o último pico negativo da curva do torque. Observa-se que com esse controlador, o motor possui um tempo de partida menor, ou seja, quando o motor atinge a velocidade de referência e o torque volta a zero, finaliza-se rapidamente a partida do motor em comparação com os métodos testados anteriormente, pois o erro do torque estimado é menor.

### Controle PI-Anti – *Windup* para a Velocidade

O controlador PI é composto por dois coeficientes: proporcional e integral, que são variados para obter a menor diferença entre o valor

Figura 96 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC

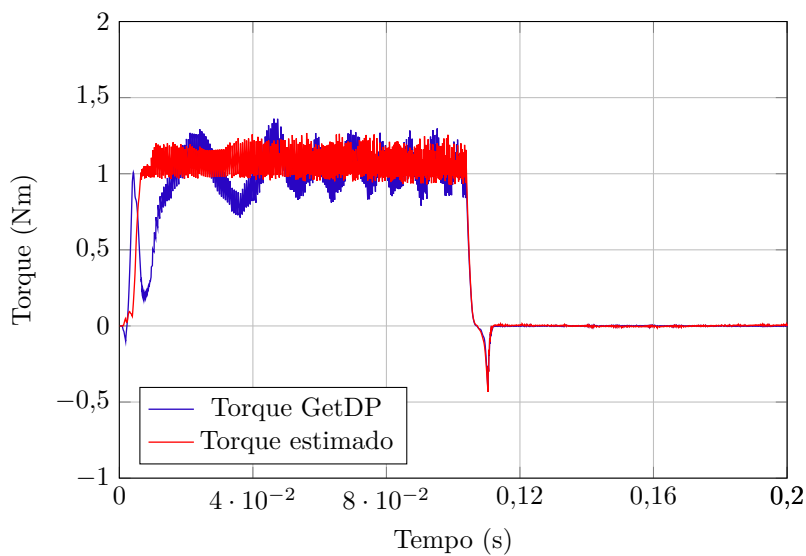
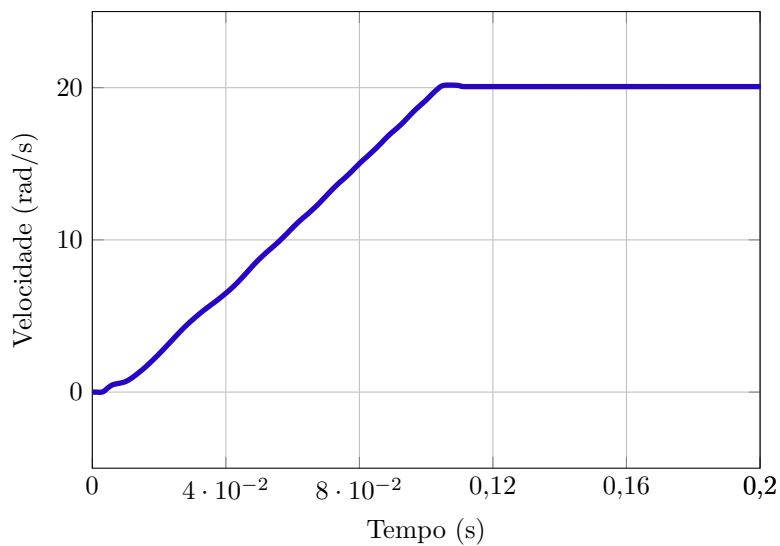


Figura 97 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC



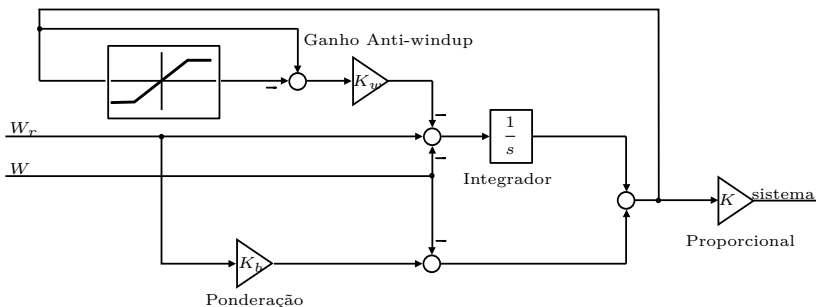
de referência e uma variável do sistema.

A componente proporcional do controlador depende da diferença entre o ponto de ajuste e a variável de processo (erro). O ganho proporcional determina a taxa de resposta de saída para minimizar o sinal de erro. A componente integral soma o termo de erro ao longo do tempo. A resposta integral irá aumentando ao longo do tempo a menos que o erro seja zero (GOODWIN; GRAEBE; SALGADO, 2001; FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998).

Normalmente o controlador PI é ajustado para um sistema linear, simplificado e com limitações físicas, tais como os picos de corrente e de tensões. Consequentemente, a saída do controlador PI pode aumentar indefinidamente o seu valor, quando a ação integral satura o controlador, sem que o mesmo ajuste o sinal do erro para zero. Esse fenômeno é conhecido como *Windup*, caracterizado pela saturação do sistema, tendo como resultado final uma clara degradação do desempenho que pode até resultar em uma instabilidade do sistema (ESPINA et al., 2009).

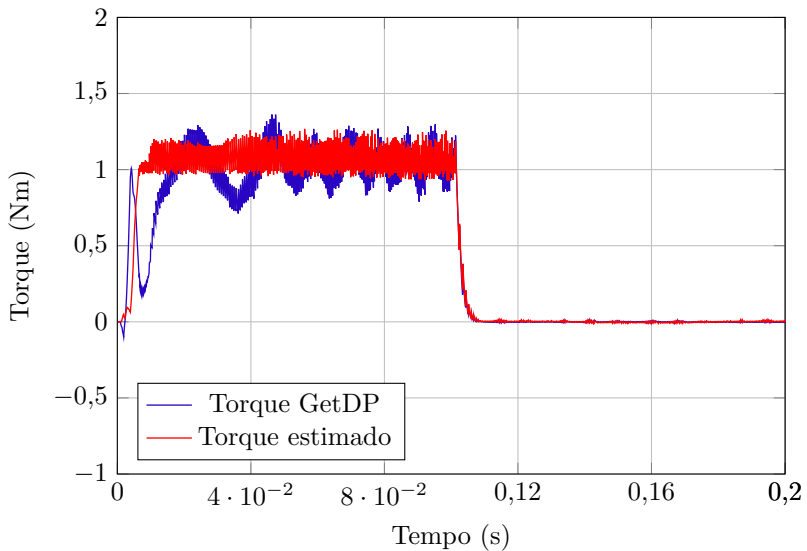
No caso do controle de velocidade do MIT, devido a esse fenômeno, o PI acumula erro, produzindo um sobressinal na resposta da velocidade, e no pior caso, poderia até mesmo desestabilizar o sistema. Para evitar este fenômeno indesejado, o valor máximo de integração é limitado. Esta estratégia é conhecida como *Anti-windup*. Outra solução, mas trabalhosa, é ajustar continuamente os parâmetros do controlador PI para manter a resposta não amortecida em todos os instantes (LU; CHENG; CHENG, 2005). O controlador PI *Anti-windup* é composto pelos valores de entrada  $W_r$  (velocidade de referência) e  $W$  (velocidade medida ou estimada), uma saturação,  $K_w$  (ganho anti-windup),  $K_b$  uma ponderação dos valores e o PI (Figura 98); sua saída é a saturação de entrada do controlador DTC.

Figura 98 – Diagrama de blocos do MITr com o Controle Direto de Torque e o Controlador PI



Com a alteração do controlador da velocidade de um simples PI para um PI *Anti – windup*, corrigem-se os parâmetros do controlador e, assim, elimina-se o pico na curva da velocidade (Figura 100) e, consequentemente, elimina-se o pico negativo no final da curva do torque (Figura 99).

Figura 99 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC - PI *Anti – Windup*



### Controle Fuzzy para a Velocidade

O controlador de lógica Fuzzy do tipo Mamdani é utilizado para produzir um controle adaptativo de modo que a velocidade do motor chegue com precisão à velocidade de referência, substituindo o controlador PI que atuava nesse controle de velocidade.

As entradas do controlador de velocidade são o erro (comparação entre a velocidade de referência e a velocidade do MIT) e sua derivada. Essas entradas são fuzzificadas a partir de funções de pertinência conforme as figuras 101 e 102.

Como o sistema de inferência Fuzzy é do tipo Mamdani, a saída do controlador é dada por uma função não linear determinada por parâmetros difusos, ou seja, a saída também é fuzzificada através de

Figura 100 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC - PI *Anti – Windup*

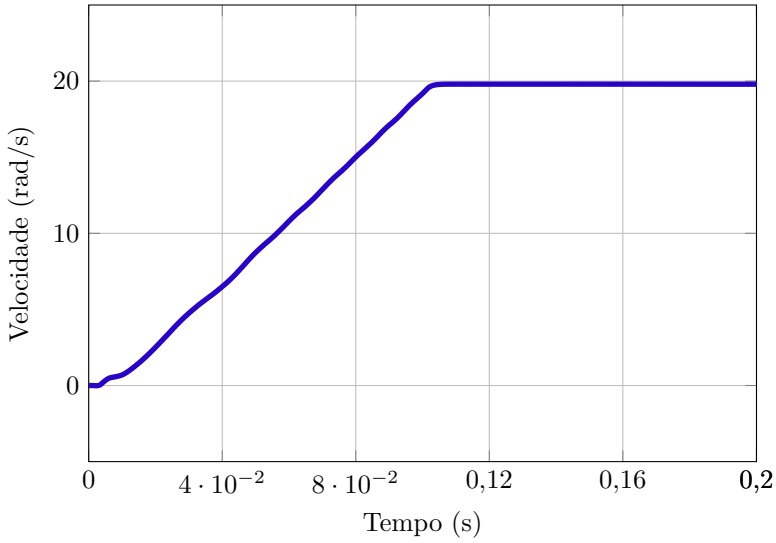
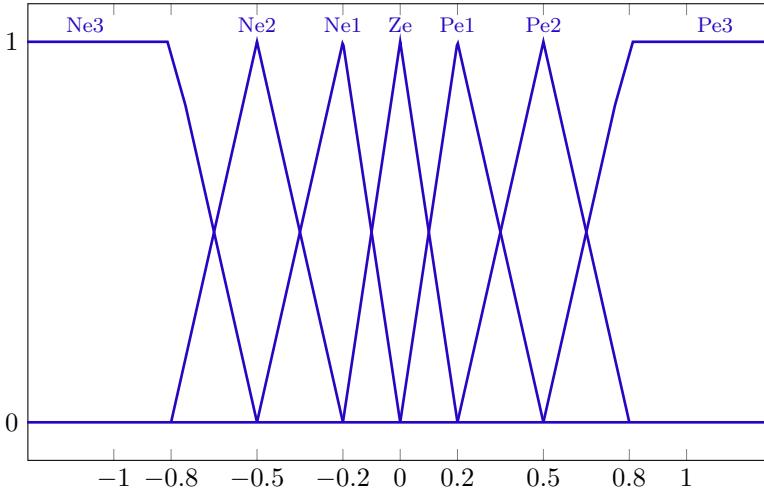


Figura 101 – Função de Pertinência - Erro da Velocidade



funções de pertinência, (Figura 103). A sua implementação no código do GetDP segue o mesmo passo do Fuzzy DTC descrito anteriormente.



Figura 102 – Função de Pertinência - Derivada do Erro da Velocidade

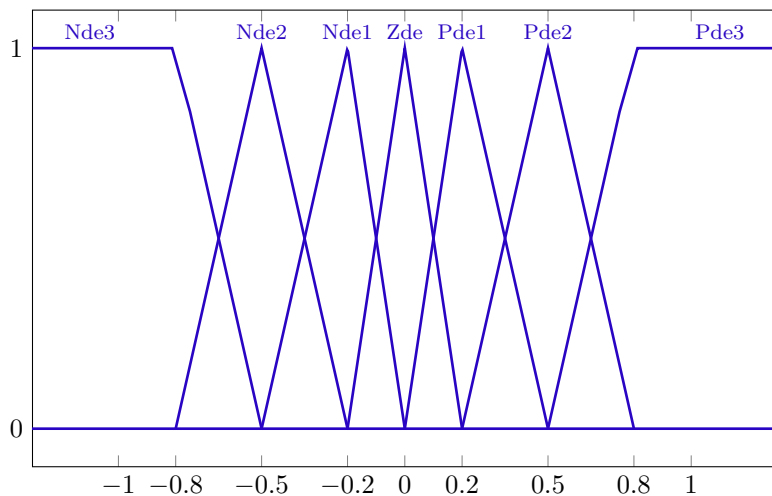
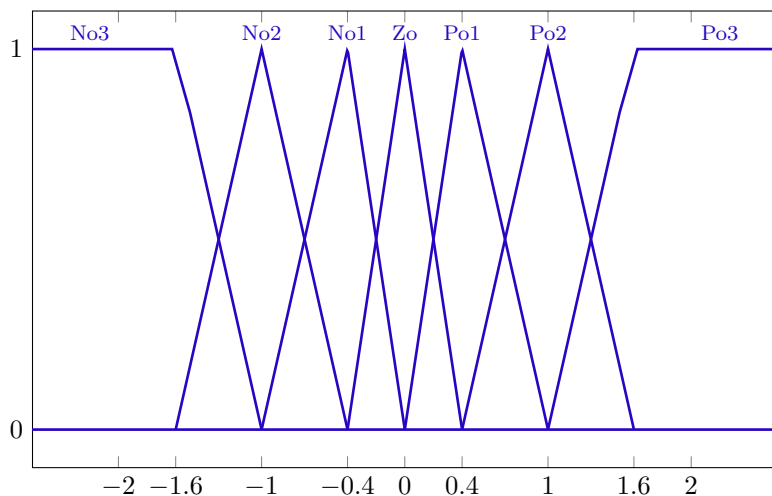


Figura 103 – Função de Pertinência - Saída do Controle de Velocidade



Após fuzzificar as entradas e as saídas do controlador através de funções de pertinência, é necessário definir as regras. No controlador de velocidade as regras são apresentadas na [Tabela 12](#).

O conjunto de regras Se-Então é definido conforme o controle de

Tabela 12 – Tabela de Regras Fuzzy - Velocidade

$\Delta_e \backslash e$	$N_e3$	$N_e2$	$N_e1$	$Z_e$	$P_e1$	$P_e2$	$P_e3$
$N_{de}3$	$N_o3$	$N_o3$	$N_o2$	$N_o2$	$N_o1$	$N_o1$	$Z_o$
$N_{de}2$	$N_o3$	$N_o2$	$N_o2$	$N_o1$	$N_o1$	$Z_o$	$P_o1$
$N_{de}1$	$N_o2$	$N_o2$	$N_o1$	$N_o1$	$Z_o$	$P_o1$	$P_o1$
$Z_{de}$	$N_o2$	$N_o1$	$N_o1$	$Z_o$	$P_o1$	$P_o1$	$P_o2$
$P_{de}1$	$N_o1$	$N_o1$	$Z_o$	$P_o1$	$P_o1$	$P_o2$	$P_o2$
$P_{de}2$	$N_o1$	$Z_o$	$P_o1$	$P_o1$	$P_o2$	$P_o2$	$P_o3$
$P_{de}3$	$Z_o$	$P_o1$	$N_o1$	$P_o2$	$P_o2$	$P_o3$	$P_o3$

velocidade:

$$\begin{cases} \mathbf{E} \Delta_e = y \\ \mathbf{Ent\tilde{a}o} \text{ sa\i da} = z \end{cases} \quad (3.15)$$

o operador “ $E$ ” é dado pelo mínimo das funções de pertinência de entrada e a implicação, “ $Ent\tilde{a}o$ ”, é dada pelo mínimo de cada regra aplicada pelo operador, “ $E$ ”, em relação a sua saída específica.

No processo de defuzzificação são implementados os métodos do centroide, bissetor, média dos máximos, primeiro dos máximos e último dos máximos, sendo necessário definir uma constante no código para escolher um entre esse métodos, [Figura 149-Apêndice B](#).

Para aplicações desses métodos são necessários alguns cálculos no primeiro “ $For$ ” descrito no controlador Fuzzy DTC, como por exemplo o somatório de cada agregação multiplicada pelo valor de saída “ $sum1 \sim ii[]$ ”; o cálculo da área de agregação que é dado pelo somatório dos resultados da agregação “ $area1 \sim ii[]$ ”. E, por fim, o cálculo do valor máximo da agregação “ $Dmax1 \sim ii[]$ ”, conforme mostra a [Figura 150-Apêndice B](#).

Após realizar esses cálculos, o método da centroide pode ser obtido pela divisão do resultado de “ $sum1 \sim ii[]$ ” pelo resultado de “ $area1 \sim ii[]$ ”, [Figura 152-Apêndice B](#).

Os métodos de bissetor, primeiro dos máximos e último dos máximos são obtidos dentro de um “ $For$ ”, conforme mostra a [Figura 152-Apêndice B](#).

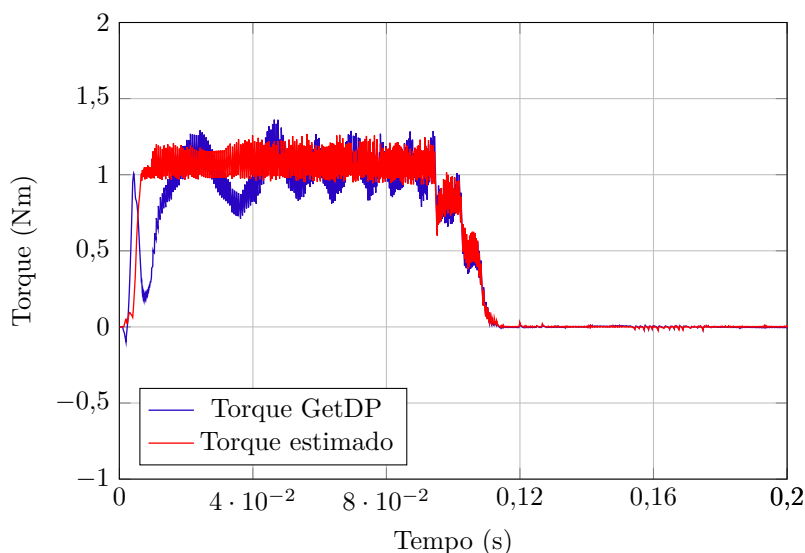
O método da média dos máximos é obtido a partir da média entre os resultados do primeiro e último dos máximos, [Figura 153-Apêndice B](#).

O resultado do processo de fuzzificação ( $Def\tilde{f}[]$ ) é de acordo com o método escolhido, [Figura 154-Apêndice B](#).

Após a implementação do controlador Fuzzy para a velocidade do MIT, é feita a simulação considerando o controlador Fuzzy DTC para o torque e o Fuzzy para a velocidade. Tem-se como resultado a curva do torque (Figura 104) e da velocidade (Figura 105) para o método de defuzzificação último dos máximos para o Fuzzy DTC e bissetor para o controle de velocidade.

Nota-se que após a aplicação do Fuzzy no controle da velocidade, obteve-se uma suavização da curva de velocidade e, como consequência, a do torque também tem o mesmo comportamento na parte final da curva. Nesta parte o controle de velocidade comanda o torque, ou seja, o valor de saída é menor que a saturação de entrada do controle do torque.

Figura 104 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI

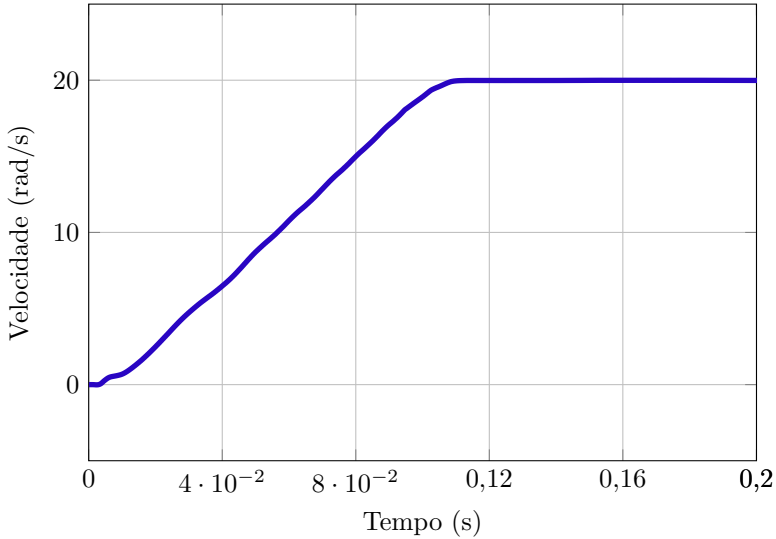


### Implementação de Carga

Após a partida do MIT com o controlador Fuzzy DTC e Fuzzy PI para o controle do torque e da velocidade, é adicionada uma carga de 0,5 [Nm] após 0,15 [s] de simulação.

Com a carga, a curva do torque (Figura 106) não teve muita oscilação e o valor estimado ficou muito próximo do valor de saída do

Figura 105 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI



GetDP. Além disso, a resposta da velocidade dada na [Figura 107](#) sofreu uma queda esperada após a aplicação da carga.

Por fim, implementou-se no GetDP duas *flags*, uma para escolha do controle, na qual o valor é igual a:

- 0** é sem controle;
- 1** é o controle DTC sem o controle de velocidade;
- 2** DTC mais PI;
- 3** DTC mais o PI *anti – windup*;
- 4** para o DTC mais o Fuzzy PI.

A segunda *flag* é a “*Flag<sub>DTCtype</sub>*” que define 0 para a tabela normal, na qual o valor é igual a:

- 1** para tabela com 30 graus de avanço;
- 2** para tabela com 12 setores;
- 3** para tabela com 12 setores e histerese de 5 níveis para o torque e 3 níveis para o fluxo;

Figura 106 – Torque Estimado e Controlado: Partida do MITr - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI

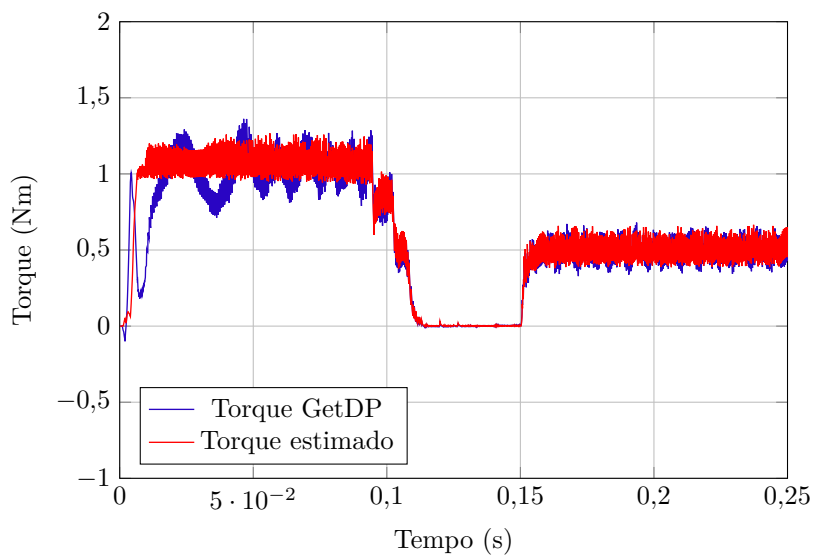
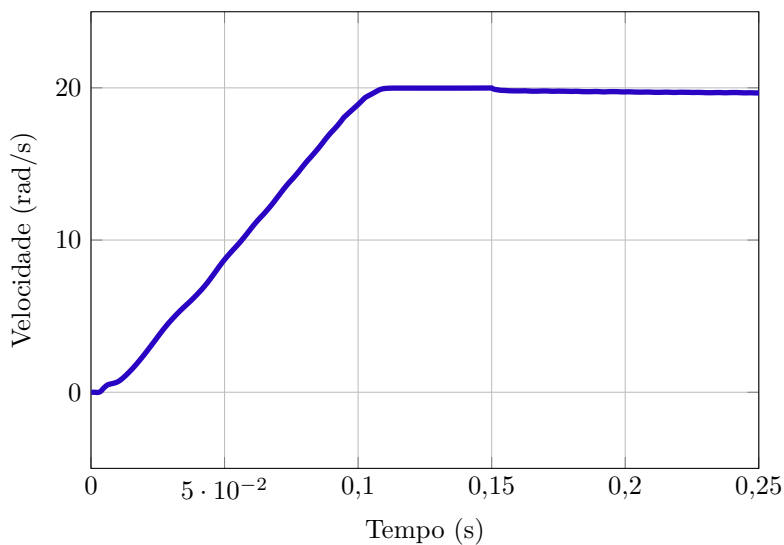


Figura 107 – Velocidade do MITr Partida - Fuzzy DTC - Fuzzy-PI



4 para escolher o controlador Fuzzy DTC.

Com essas *flags* é possível fazer combinações entre os controladores, através da combinação entre seus valores, [Figura 155-Apêndice B](#).

Com o intuito de verificar o efeito do controle sobre a distribuição do fluxo magnético e da indução magnética no motor, pode-se obter como resultados de saída do programa GetDP o fluxo e a indução em qualquer instante de tempo. Para ilustrar alguns desses exemplos, têm-se na [Figura 108](#) a distribuição do fluxo magnético obtido na partida do motor considerando o controle DTC, o controle de velocidade e a carga no instante  $t = 0,05$  [s]; na [Figura 109](#) a distribuição do fluxo magnético obtido após a partida do motor considerando o controle DTC, o controle de velocidade e a carga no instante  $t = 0,12$  [s]. Na [Figura 110](#), tem-se a distribuição do fluxo magnético na partida do motor sem o controle DTC. A [Figura 111](#) mostra a distribuição da indução magnética para o motor considerando o controle DTC, o controle de velocidade e a carga no instante  $t = 0,05$  [s]. A [Figura 112](#) mostra a distribuição da indução magnética após a partida do motor considerando o controle DTC, o controle de velocidade e a carga no instante  $t = 0,12$  [s]. Na [Figura 113](#), tem-se a distribuição da indução magnética na partida do motor sem o controle DTC. Nota-se que o valor da indução magnética é menor na partida do motor que possui o controle DTC, pois esse controle atua diretamente na partida do motor de indução.

### 3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos com a aplicação da ferramenta de controle desenvolvida no código do programa GetDP. Primeiramente, realizou-se a simulação de uma suspensão magnética baseada em um motor linear. A técnica de controle Fuzzy tipo Sugeno foi implementada no código do programa GetDP para modelar a suspensão magnética. Após a aplicação de uma força mecânica no ímã permanente central da suspensão magnética, ele inicia um deslocamento com uma velocidade. Com a aplicação do controlador, as variáveis de deslocamento e velocidade foram controladas. Para esse cálculo, usou-se um computador Intel(R) Core(TM) i5-3330 CPU @ 3.00GHz, e o tempo de cálculo foi de 22 minutos para uma malha com 32924 elementos triangulares. Todos os resultados foram obtidos considerando o material ferromagnético como sendo não linear.

Em seguida, apresentou-se a implementação dos controladores no motor de indução trifásico junto ao código do programa de elementos

Figura 108 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) na Partida do Motor com Controle + Carga  $t=0,05$  [s]

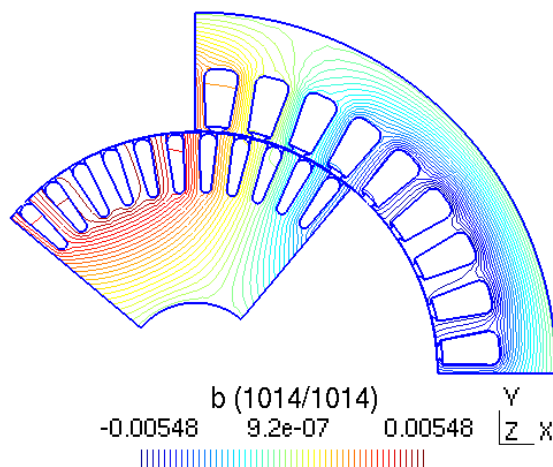
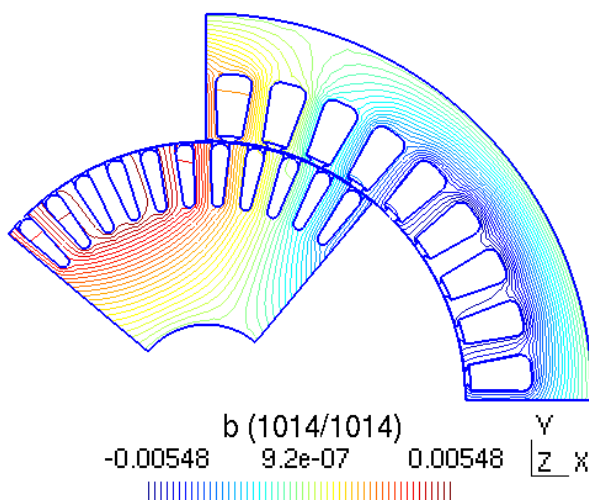


Figura 109 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) na Partida do Motor com Controle + Carga  $t=0,12$  [s]



finitos GetDP. Validou-se a modelagem do motor de indução comparando alguns resultados de simulação com resultados medidos. Após a

Figura 110 – Distribuição do Fluxo Magnético (Linhas Equipotenciais) na Partida do Motor sem Controle  $t=0,1$  [s]

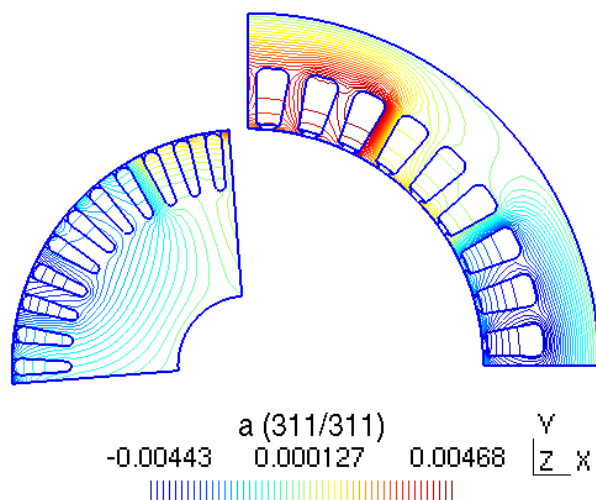


Figura 111 – Distribuição da Indução Magnética na Partida do Motor com Controle + carga  $t=0,05$  [s]

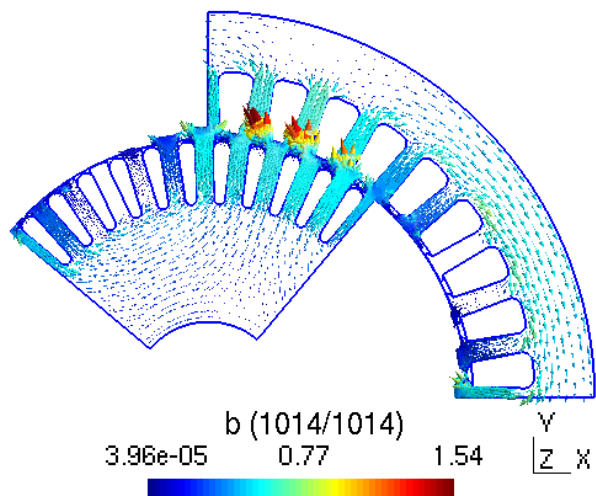




Figura 112 – Distribuição da Indução Magnética na Partida do Motor com Controle + Carga  $t=0,12$  [s]

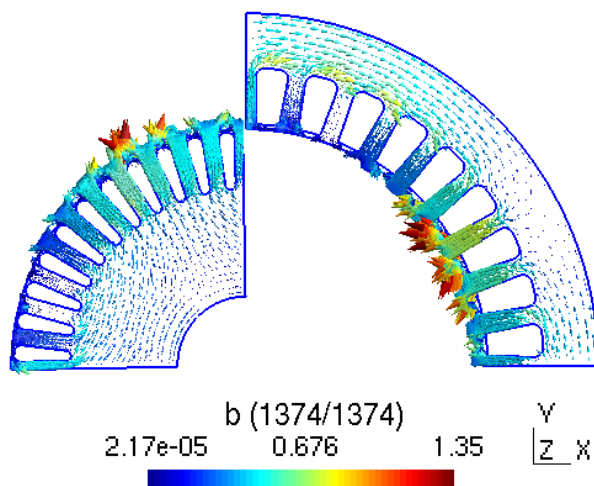
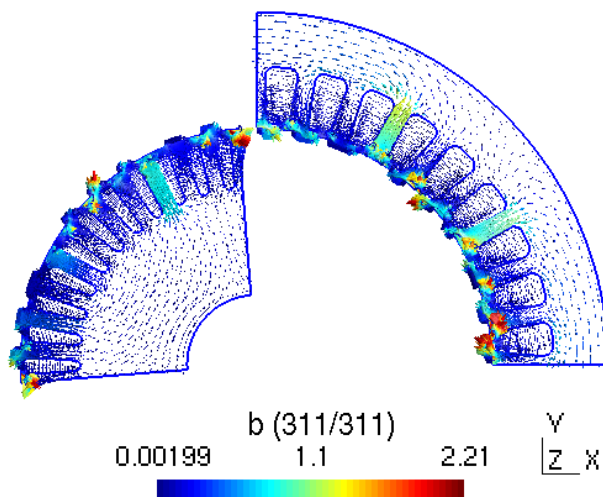


Figura 113 – Distribuição da Indução Magnética na Partida do Motor sem Controle  $t=0,1$  [s]



validação do modelo numérico, algumas variações do controle direto do torque com controle de velocidade foram aplicadas. Com a aplicação dos controladores, as variáveis do torque, do fluxo e da velocidade foram controladas em todas as variações dos modelos do controle direto do torque e do controle de velocidade, inclusive após o adicionamento da carga no motor de indução. Para esse cálculo, usou-se um computador Intel(R) Core(TM) i5-3330 CPU @ 3.00GHz, e o tempo de cálculo foi de 33 minutos para uma malha com 52013 elementos triangulares. Todos os resultados foram obtidos considerando o material ferromagnético como sendo não linear na formulação magnetodinâmica.

# CONCLUSÕES

Muitos dispositivos eletromagnéticos requerem um sistema de controle de modo que seu comportamento atenda às especificações de desempenho previamente estabelecidas. Atualmente, a indústria necessita de ferramentas numéricas que permitam analisar o conjunto “dispositivo e técnica de controle” simultaneamente. Assim, com a aplicação do controle pode-se analisar o comportamento do campo magnético, etc., além de se verificar se o controle é efetivo. Este trabalho foi motivado pela necessidade de solucionar esse problema, e a solução proposta é adicionar o código do controlador ao código de elementos finitos no software GetDP.

Por meio dos primeiros resultados apresentados, pôde-se validar a implementação do controlador Fuzzy ao código de elementos finitos. O controlador Fuzzy é escolhido devido à sua característica de tomadas de decisões próximas ao ser humano, oferecendo uma solução que atende aos requisitos de desempenho e de estabilidade. A estratégia de controle é descrita por intermédio de regras linguísticas que conectam, de modo impreciso, várias situações com as ações a serem tomadas.

A validação é realizada na simulação de um motor linear (suspensão eletromagnética). A técnica de controle Fuzzy tipo Sugeno foi implementada ao código do programa GetDP. Com a aplicação do controlador, as variáveis de deslocamento e velocidade são controladas, (LIMA; LUZ; BASTOS, 2015).

A análise do motor de indução trifásico permitiu uma verificação do modelo de elementos finitos na partida desse motor sem carga, no qual constatou-se que os resultados obtidos na simulação apresentam o mesmo comportamento dos resultados medidos. Realizada essa etapa de validação, pôde-se verificar algumas variações para controlar o torque e a velocidade do motor de indução trifásico. Para controlar o torque, utilizou-se a técnica conhecida como controle direto do torque (DTC). Essa técnica é baseada em tabelas de chaveamento, que através dos valores dos erros do torque, do fluxo, e da posição do fluxo no plano  $\alpha - \beta$ , o controlador determinará quais os vetores de tensão do inversor serão ativos para o acionamento do motor de indução, controlando o torque. Nessa mesma máquina implementou-se um controlador para a velocidade. Os dois controladores juntos possuem a finalidade de reproduzir o comportamento linear do torque e da velocidade do motor

de corrente contínua em um motor de indução trifásico. O controlador DTC foi implementado ao código do programa GetDP formando um terceiro módulo que faz uma ligação entre os módulos mecânicos e magnéticos do GetDP. Como resultado, obteve-se o controle da variável do torque. Nesse mesmo motor foi implementado um controlador PI para controlar a velocidade. Esse controlador foi implementado junto ao módulo mecânico do código do GetDP. A variável de entrada do controlador PI é o erro do torque e sua saída é a entrada da histerese do torque, resultando num controle em cascata. Como resultados de validação desses controladores tem-se o controle das variáveis do torque e da velocidade, sendo que quando a velocidade alcança o valor de referência, o motor tem sua partida finalizada e o torque vai a zero.

Após o controle do torque e da velocidade foram realizadas algumas variações na tabela de chaveamento e no inversor com o intuito de melhorar o resultado final do controle e solidificar essa validação, obtendo melhoras consideráveis no resultado do controle do torque.

Nesse mesmo motor foi aplicada a técnica de controle Fuzzy tipo Mamdani, validando o controlador Fuzzy, após ter sido realizada a verificação do modelo numérico (MIT), no qual é aplicada essa técnica. Como resultado obtém-se a curva do torque controlada e, assim, a validação do controlador Fuzzy.

Após a validação dos controladores DTC (Fuzzy para o torque e o PI para a velocidade), realizou-se uma análise do controle de velocidade, visando um melhoramento do resultado final. Nessa análise, o controlador PI foi alterado para um PI *Anti – Windup* e após, por um controlador Fuzzy, obtendo-se resultados satisfatórios, ou seja, uma melhor curva de velocidade.

No teste final realizado nesse motor, foi aplicada uma carga de 0,5 [Nm] após a partida, possibilitando a visualização do comportamento do controle do torque e da velocidade após a partida desse motor. Como resultados finais tem-se o comportamento das curvas do torque e da velocidade na aplicação de uma carga após a partida do MIT. Verificou-se que o controle foi mantido, mesmo após a perturbação gerada pela carga ao sistema de controle.

Desta maneira pode-se concluir que o objetivo deste trabalho de contribuir ao desenvolvimento de ferramentas informáticas de análise de dispositivos eletromagnéticos foi obtido. Técnicas de controle foram inseridas em um software de elementos finitos, dando sequência aos estudos de cálculo de campos realizados no GRUCAD e contemplando situações não antes efetuadas.

Este assunto não está esgotado e as sugestões para trabalhos

futuros, a partir dos resultados obtidos nesta tese, estão sugeridas abaixo:

- a) Implementação das mesmas técnicas de controles em outros dispositivos eletromagnéticos;
- b) Fazer uma análise térmica dos dispositivos eletromagnéticos após aplicação do controlador;
- c) Implementação de técnicas de controle não linear;
- d) Aplicação da parte de potência no circuito junto com a técnica de controle;
- e) Implementar no GetDP o cálculo das perdas no ferro.

**Este trabalho gerou a seguinte publicação:**

de Lima, S.; Valencia Ferreira Da Luz, M.; Assumpcao Bastos, J.P., "*Implementation of a Fuzzy Logic Controller in a FEM Code to Model a Magnetic Suspension Mechanism*," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.51, no.3, pp.1,4, March 2015 doi: 10.1109/TMAG.2014.2364254



# REFERÊNCIAS

ABDEL-RAZEK, A. et al. Conception of an air-gap element for the dynamic analysis of the electromagnetic field in electric machines. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 18, n. 2, p. 655–659, 1982. Citado 2 vezes nas páginas 63 e 64.

ABU-RUB, H.; IQBAL, A.; GUZINSKI, J. *High performance control of ac drives with MATLAB/Simulink models*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado na página 94.

ALBUNNI, M. N. *Model Order Reduction of Moving Nonlinear Electromagnetic Devices*. Tese (Doutorado) — TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN 2010. Citado na página 66.

ALTROCK, C. V. *Fuzzy logic and neurofuzzy applications in business and finance*. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1996. Citado 2 vezes nas páginas 84 e 86.

ANTUNES, O. J. *Formulações conformes e não-conformes com interpolação de ordem elevada para a modelagem do movimento em máquinas elétricas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 37, 62 e 64.

BASTOS, J. P. A. *Eletromagnetismo para engenharia: estática e quase-estática*. [S.l.]: Ed. da UFSC, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 54.

BASTOS, J. P. A.; SADOWSKI, N. *Electromagnetic modeling by finite element methods*. [S.l.]: CRC press, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 42, 56 e 59.

BITTENCOURT, G. *Inteligência artificial: ferramentas e teorias*. [S.l.: s.n.], 1998. Citado 3 vezes nas páginas 82, 83 e 88.

BOLDEA, I. et al. A novel, single stator dual pm rotor, synchronous machine: Topology, circuit model, controlled dynamics simulation and 3d fem analysis of torque production. In: IEEE. *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2010 12th International Conference on. [S.l.], 2010. p. 343–351. Citado na página 35.

BOSSAVIT, A. Magnetostatic problems in multiply connected regions: some properties of the curl operator. *IEE Proceedings A (Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education, Reviews)*, IET, v. 135, n. 3, p. 179–187, 1988. Citado na página 46.

BOSSAVIT, A. *Computational electromagnetism: variational formulations, complementarity, edge elements*. [S.l.]: Academic Press, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 214.

BOUALEM, B. *Contribution à la Modélisation des Systèmes Electrotechniques à l'aide des Formulations en Potentiels: Application à la Machine Asynchrone*. Tese (Doutorado), 1997. Citado na página 56.

CAMPONOGARA, E. *Lógica Fuzzy*. <http://www.das.ufsc.br/campnog>, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 71, 72, 85 e 86.

CHARI, M. V.; SILVESTER, P. P. P. *Finite elements in electrical and magnetic field problems*. [S.l.]: John Wiley & Sons Incorporated, 1980. Citado na página 34.

CHEN, G.; PAHM, T. T. *Introduction to Fuzzy sets, Fuzzy logic and Fuzzy control systems*. [S.l.]: CRC Press, 2001. Citado na página 72.

COX, E. et al. *The Fuzzy Systems Handkbook with Cdrom*. [S.l.]: Academic Press, Inc., 1998. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 72.

DELINCE, F. et al. Modelization of the non-linear moving parts of an electromechanical relay. *Compoutational Modeling of Free and Moving Boundary Problems: Proceedings.... heat transfer*, Walter de Gruyter, v. 2, p. 281, 1991. Citado na página 66.

DEPENBROCK, M. *Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine*. Google Patents, 1987. US Patent 4,678,248. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US4678248>>. Citado na página 126.

DHATT, G.; TOUZOT, G. *Une présentation de la méthode des éléments finis*. [S.l.]: Presses Université Laval, 1981. Citado na página 57.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. ISSN 0096-3860. Citado na página 127.



DULAR, P. *Modélisation du champ magnétique et des courants induits dans des systèmes tridimensionnels non linéaires*. Tese (Doutorado) — Université de Liege, Faculté des sciences appliquées, 1996. Citado 3 vezes nas páginas 56, 57 e 58.

DULAR, P.; GEUZAIN, C. *GetDP reference manual: the documentation for GetDP, a general environment for the treatment of discrete problems*. 2014. <<http://www.geuz.org/getdp/>>. Citado 6 vezes nas páginas 42, 108, 109, 120, 217 e 218.

EITEL, E. The difference between ac induction, permanent magnet, and servomotor technologies. *MACHINE DESIGN*, 2012. Citado na página 93.

ESPINA, J. et al. Speed anti-windup pi strategies review for field oriented control of permanent magnet synchronous machines. In: *Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09*. [s.n.], 2009. p. 279–285. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5156047>>. Citado na página 156.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. *Digital control of dynamic systems*. [S.l.]: Addison-wesley Menlo Park, 1998. v. 3. Citado na página 156.

GEUZAIN, C. *High order hybrid finite element schemes for Maxwell's equations taking thin structures and global quantities into account*. Tese (Doutorado) — Université de Liege, 2001. Citado 7 vezes nas páginas 48, 49, 51, 61, 68, 213 e 214.

GEUZAIN, C.; REMACLE, J.-F. *Gmsh: a three-dimensional finite element mesh generator with built-in pre- and post-processing facilities*. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*. [S.l.], 2009. 79(11), pp. 1309–1331,. Citado 6 vezes nas páginas 41, 108, 109, 120, 215 e 216.

GILLESPIE, T. D. Fundamentals of vehicle dynamics (r-114). *SAE International, March*, 1992. Disponível em: <<http://www.lavoisier.fr/livre/notice.asp?ouvrage=1816376>>. Citado na página 106.

GOODWIN, G. C.; GRAEBE, S. F.; SALGADO, M. E. *Control system design*. [S.l.]: Prentice Hall New Jersey, 2001. v. 240. Citado na página 156.

- GRABCAD. *Three-phase-induction-motor*. 2015. <<https://grabcad.com/library/three-phase-induction-motor>>. Acesso em: 2015-09-25. Citado na página 93.
- IDA, N.; BASTOS, J. *Electromagnetics and Calculation of Fields*. Springer New York, 1997. ISBN 9780387948775. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=ybLzAixhXpsC>>. Citado 3 vezes nas páginas 59, 62 e 65.
- JANTZEN, J. *Foundations of Fuzzy control*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2007. Citado na página 85.
- KANERVA, S. et al. Coupled fem and system simulator in the simulation of asynchronous machine drive with direct torque control. In: *Recent Developments of Electrical Drives*. [S.l.]: Springer, 2006. p. 83–92. Citado na página 35.
- KLIR, G.; YUAN, B. *Fuzzy sets and Fuzzy logic: theory and applications*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 1995. Citado na página 72.
- KOTIUGA, P. R. An algorithm to make cuts for magnetic scalar potentials in tetrahedral meshes based on the finite element method. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 5, p. 4129–4131, 1989. Citado na página 48.
- KOVACIC, Z.; BOGDAN, S. *Fuzzy controller design: theory and applications*. [S.l.]: CRC Press, 2010. Citado na página 86.
- KRAUSE, P. C. et al. *Analysis of electric machinery and drive systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2013. v. 75. Citado na página 96.
- LEEKWIJCK, W. V.; KERRE, E. E. Defuzzification: criteria and classification. *Fuzzy sets and systems*, Elsevier, v. 108, n. 2, p. 159–178, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 90.
- LIMA, S. de. *Estudo de um mecanismo de suspensão magnética utilizando ímãs-permanentes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 103, 104, 105, 106, 107 e 115.
- LIMA, S. de; LUZ, M. V. F. D.; BASTOS, J. A. Implementation of a fuzzy logic controller in a fem code to model a magnetic suspension mechanism. *Magnetics, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 3, p. 1–4, March 2015. ISSN 0018-9464. Citado 2 vezes nas páginas 120 e 169.

- LU, Y.-S.; CHENG, C.-M.; CHENG, C.-H. Non-overshooting pi control of variable-speed motor drives with sliding perturbation observers. *Mechatronics*, Elsevier, v. 15, n. 9, p. 1143–1158, 2005. Citado na página 156.
- LUZ, M. F. da et al. Analysis of a permanent magnet generator with dual formulations using periodicity conditions and moving band. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 38, n. 2, p. 961–964, 2002. Citado na página 62.
- LUZ, M. V. F. da. *Desenvolvimento de um Software para Cálculo de Campos Eletromagnéticos 3D utilizando elementos de Aresta, levando em conta o movimento eo circuito de alimentação*. Tese (Doutorado), 2003. Citado 17 vezes nas páginas 36, 39, 47, 49, 51, 53, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 64 e 65.
- MAMDANI, E. H.; ASSILIAN, S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International journal of man-machine studies*, Elsevier, v. 7, n. 1, p. 1–13, 1975. Citado na página 87.
- MEEK, J. A brief history of the beginning of the finite element method. *International journal for numerical methods in engineering*, v. 39, p. 3761–3774, 1996. Citado na página 34.
- MENACH, Y. L. *Contribution a la modelisation numerique tridimensionnelle des systemes electrotechniques*. Tese (Doutorado), 1999. Citado na página 56.
- MESQUITA, R. C. *Cálculo de campos eletromagnéticos tridimensionais utilizando elementos finitos: magnetostática, quase-estática e aquecimento indutivo*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina. Centro Tecnológico., 1990. Citado na página 58.
- NERG, J. et al. Fem calculation of rotor losses in a medium speed direct torque controlled pm synchronous motor at different load conditions. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 38, n. 5, p. 3255–3257, 2002. Citado na página 35.
- NICOLAZZI, L. C.; ROSA, E. da; LEAL, L. C. M. *Uma Introdução à modelagem Quase-estática de Veículos Automotores de Rodas*. 2008. Citado na página 107.
- OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 4. ed. [S.l.]: Prentice Hall, 2003. Citado na página 115.

OLIVEIRA, A. M. de. *Modelagem de máquinas elétricas e seus circuitos elétricos associados utilizando o método de elementos finitos 2D*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 37, 65, 66 e 69.

ONG, C.-M. *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*. [S.l.]: Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ, 1998. v. 5. Citado na página 94.

ORTIZ, J. L. R. *Método de elementos finitos na simulação de dispositivos eletromagnéticos acoplados a conversores estáticos com laço de controle*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2002. Citado na página 38.

OSAKADA, K.; WANG, C. C.; MORI, K.-i. Controlled fem simulation for determining history of blank holding force in deep drawing. *CIRP Annals-Manufacturing Technology*, Elsevier, v. 44, n. 1, p. 243–246, 1995. Citado na página 35.

POPP, K.; SCHIEHLEN, W. O. *Ground Vehicle Dynamics*. [S.l.]: Springer, 2010. Citado na página 107.

PUMA, J. L. A. *Estratégias de controle direto de torque para motores de indução trifásicos usando controladores Fuzzy tipo Takagi-Sugeno e controladores por modos deslizantes*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2013. Citado na página 94.

ROCKWELL AUTOMATION. *Application basics of operation of three-phase induction motors*. Wp-motors. [S.l.], 1996. Citado na página 92.

SABARIEGO, R. V. *The fast multipole method for electromagnetic field computation in numerical and physical hybrid systems*. Tese (Doutorado) — Université de Liège, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 44, 46 e 214.

SADIKU, M. *Elements of Electromagnetics*. Oxford University Press, Incorporated, 2010. (Oxf Ser Elec Series). ISBN 9780195387759. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=dBDuQAAACAAJ>>. Citado na página 47.

SADOWSKI, N. *Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équations du champ en tenant compte du mouvement et du circuit d'alimentation(logiciel EFCAD)*. Tese (Doutorado) —

Institut national polytechnique de Toulouse, 1993. Citado na página 36.

SADOWSKI, N. *Modélisation des machines électriques à partir de la résolution des équations du champ en tenant compte du mouvement et du circuit d'alimentation(logiciel EFCAD)*. Tese (Doutorado), 1993. Citado 3 vezes nas páginas 62, 63 e 65.

SILVESTER, P.; CHARI, M. V. Finite element solution of saturable magnetic field problems. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, IEEE, n. 7, p. 1642–1651, 1970. Citado na página 34.

SIMÕES, M. G. Controle e modelagem fuzzy. 1999. Citado na página 71.

SUGENO, M. An introductory survey of fuzzy control. *Information Sciences*, v. 36, n. 1-2, p. 59 – 83, 1985. ISSN 0020-0255. Citado na página 87.

TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-22, n. 5, p. 820–827, Sept 1986. ISSN 0093-9994. Citado 4 vezes nas páginas 94, 100, 126 e 135.

TAN, C. M. et al. *Applications of finite element methods for reliability studies on ULSI interconnections*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2011. Citado na página 34.

TEIXEIRA, M. C. M.; ASSUNÇÃO, E.; AGUIRRE, L. A. Extensões para sistemas não-lineares. *Enciclopédia de Automática: Controle & Automação*, v. 1, p. 218–246, 2007. Citado na página 112.

TINTINEI, P.; SURANDRA, M. The next generation motor control method, dtc direct torque control. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 37–43 vol.1. Citado na página 96.

TUTELEA, L. N. et al. Design, control and 2d-fem validation for an double stator winding induction generator. In: *IEEE. Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 2732–2737. Citado na página 36.

VAS, P. *Sensorless vector and direct torque control*. [S.l.]: Oxford Univ. Press, 1998. Citado 4 vezes nas páginas 92, 94, 96 e 101.

VIEIRA, R. de S.; NICOLAZZI, L. C.; ROQUEIRO, N. Modelling a tilting three-wheeled narrow vehicle with six degrees of freedom. 2009. Citado na página 116.

WANG, X.; MILLS, J. K. A fem model for active vibration control of flexible linkages. In: IEEE. *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA'04. 2004 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2004. v. 5, p. 4308–4313. Citado na página 35.

WERNER, L. *Control of electrical drives*. [S.l.: s.n.], 2001. Citado na página 91.

ZADEH, L. A. Fuzzy sets. *Information and control*, Elsevier, v. 8, n. 3, p. 338–353, 1965. Citado 6 vezes nas páginas 71, 72, 73, 80, 81 e 82.

ŻELECHOWSKI, M. *Space vector modulated–direct torque controlled (dttc–svm) inverter–fed induction motor drive*. Tese (Doutorado) — Warsaw University of Technology, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 95, 96 e 98.

## Apêndices





# APÊNDICE A – REGRAS DO CONTROLADOR FUZZY

As regras utilizadas no controle da suspensão magnéticas, que foram obtidas por meio da análise das simulações de todos os componentes da suspensão, seguem abaixo:

```

R01[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vp4[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R02[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vp3[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R03[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vp2[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R04[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vp1[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R05[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vp0[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R06[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
v0[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R07[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vn0[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R08[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vn1[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
is -3)
R09[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vn2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
B1 is -3)
R10[] >>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vn3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (

```

```

        B1 is -3)
R11[]>>If (Deslocamento is dp4[]) and (velocidade is
vn4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
        B1 is -3)

R12[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vp4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R13[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vp3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R14[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vp2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R15[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vp1[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R16[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vp0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R17[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
v0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R18[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vn0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R19[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vn1[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R20[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vn2[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R21[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vn3[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)
R22[]>>If (Deslocamento is dp3[]) and (velocidade is
vn4[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is 3)(B2 is 3) (B1
        is -3)

R23[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is

```

```

        vp4[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R24[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vp3[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R25[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vp2[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R26[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vp1[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R27[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vp0[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R28[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        v0[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R29[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vn0[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R30[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vn1[]
        then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
            is -3)
R31[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vn2[]
        then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
            is -3)
R32[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vn3[]
        then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
            is -3)
R33[]>>If (Deslocamento is dp1[]) and (velocidade is
        vn4[]
        then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
            is -3)

R34[]>>If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
        vp4[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)
R35[]>>If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
        vp3[]
        then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (
            B1 is -3)

```

```

R36[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vp2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is -3)
R37[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vp1[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is -3)
R38[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vp0[]
    then (Bbc is -2) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is -3)
R39[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is v0
[]
    then (Bbc is -1) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is -3)
R40[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vn0[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (B1
is -3)
R41[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vn1[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 2) (B1
is -2)
R42[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vn2[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 2) (B1
is -2)
R43[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vn3[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 0) (B3 is 0) (B2 is -1) (B1
is 1)
R44[] >> If (Deslocamento is dp[]) and (velocidade is
vn4[]
    then (Bbc is 3) (B4 is -1) (B3 is 1) (B2 is -1) (
B1 is 1)

R45[] >> If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vp4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is 3)
R46[] >> If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vp3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is 3)
R47[] >> If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vp2[]
    then (Bbc is -2) (B4 is 3) (B3 is -3) (B2 is 3) (
B1 is 3)
R48[] >> If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vp1[]
    then (Bbc is -1) (B4 is 0) (B3 is 0) (B2 is 0) (B1

```

```

        is 0)
R49[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vp0[])
    then (Bbc is 0) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R50[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
v0[])
    then (Bbc is 0) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R51[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vn0[])
    then (Bbc is .2) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R52[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vn1[])
    then (Bbc is 3) (B4 is -2) (B3 is 2)(B2 is -2) (
        B1 is 2)
R53[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vn2[])
    then (Bbc is 3) (B4 is -2) (B3 is 2)(B2 is -2) (
        B1 is 2)
R54[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vn3[])
    then (Bbc is 3) (B4 is -2) (B3 is 2)(B2 is -2) (
        B1 is 3)
R55[]>>If (Deslocamento is dzp[]) and (velocidade is
vn4[])
    then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)

R56[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
vn4[])
    then (Bbc is -2) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R57[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
vn3[])
    then (Bbc is -1) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R58[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
vn2[])
    then (Bbc is -1) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R59[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
vn1[])
    then (Bbc is -1) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
        is 0)
R60[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
vn0[])
    then (Bbc is 0.3) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (
        B1 is 0)
R61[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
v0[])

```

```

        then (Bbc is 0) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
            is 0)
R62[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
            vp0[])
        then (Bbc is .2) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 0) (B1
            is 0)
R63[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
            vp1[])
        then (Bbc is 2.65) (B4 is 2) (B3 is -2)(B2 is 2)
            (B1 is -2)
R64[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
            vp2[])
        then (Bbc is 3) (B4 is 2) (B3 is -2)(B2 is 2) (B1
            is -2)
R65[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
            vp3[])
        then (Bbc is 3) (B4 is 2) (B3 is -2)(B2 is 2) (B1
            is -3)
R66[]>>If (Deslocamento is dzn[]) and (velocidade is
            vp4[])
        then (Bbc is 3) (B4 is 3) (B3 is -3)(B2 is 3) (B1
            is -3)

R67[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
            vn4[])
        then (Bbc is -2) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
            B1 is 3)
R68[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
            vn3[])
        then (Bbc is -2) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
            B1 is 3)
R69[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
            vn2[])
        then (Bbc is -2) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
            B1 is 3)
R70[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
            vn1[])
        then (Bbc is -1.5) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3)
            (B1 is 3)
R71[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
            vn0[])
        then (Bbc is -1.5) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3)
            (B1 is 3)
R72[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is v0
            [])
        then (Bbc is -1) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
            B1 is 3)
R73[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
            vp0[])
        then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
            B1 is 3)
R74[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is

```

```

    vp1[]
    then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -2) (
        B1 is 2)
R75[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
    vp2[]
    then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -2) (
        B1 is 2)
R76[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
    vp3[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 0) (B3 is 0)(B2 is 1) (B1
        is -1)
R77[]>>If (Deslocamento is dn[]) and (velocidade is
    vp4[]
    then (Bbc is 3) (B4 is 1) (B3 is -1)(B2 is 1) (B1
        is -1)

R78[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vn4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)
R79[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vn3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)
R80[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vn2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)
R81[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vn1[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)
R82[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vn0[]
    then (Bbc is -2.5) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3)
        (B1 is 3)
R83[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    v0[]
    then (Bbc is -2.5) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3)
        (B1 is 3)
R84[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vp0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)
R85[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vp1[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)
R86[]>>If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
    vp2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3)(B2 is -3) (
        B1 is 3)

```

```

R87[] >> If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
vp3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
        B1 is 3)
R88[] >> If (Deslocamento is dn1[]) and (velocidade is
vp4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
        B1 is 3)

R89[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vn4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R90[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vn3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R91[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vn2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R92[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vn1[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R93[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vn0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R94[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
v0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R95[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vp0[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R96[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vp1[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R97[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vp2[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R98[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vp3[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)
        (B1 is 3)
R99[] >> If (Deslocamento is dn3[]) and (velocidade is
vp4[]
    then (Bbc is -3) (B4 is -3) (B3 is -3) (B2 is -3)

```



```

        (B1 is 3)

R89[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vn4[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R90[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vn3[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R91[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vn2[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R92[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vn1[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R93[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vn0[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R94[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           v0[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R95[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vp0[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R96[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vp1[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R97[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vp2[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R98[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vp3[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)
R99[] >> If (Deslocamento is dn4[]) and (velocidade is
           vp4[])
           then (Bbc is 3) (B4 is -3) (B3 is 3) (B2 is -3) (
               B1 is 3)

```



# APÊNDICE B – CÓDIGO DOS CONTROLADORES NO PROGRAMA DE ELEMENTOS FINITOS

Esse apêndice apresenta os códigos utilizados no controle da suspensão magnética e no controle do MIT e que foram implementado no código do GetDP.

Figura 114 – Código da Função de Pertinência vn4 Referente à Velocidade no GetDP

```
avn4=-0.712; bvn4=-0.448; cvn4=-0.368; dvn4=-0.304;

vn4[] = ( Vel<avn4)?0 : ( avn4<=Vel && Vel<bvn4)?(
    Vel-avn4)/(bvn4-avn4): ( bvn4<=Vel && Vel<cvn4)
    ?1 : (cvn4<Vel &&
    Vel<=dvn4)?(dvn4-Vel)/(dvn4-cvn4): ( dvn4<Vel)?0:0;
```

Figura 115 – Aplicação dos Operadores Fuzzy no GetDP

```
R01 []=dp4 []*vp4 [] ;
R02 []=dp4 []*vp3 [] ;
R03 []=dp4 []*vp2 [] ;
R04 []=dp4 []*vp1 [] ;
```

Figura 116 – Aplicação do Método de Defuzzificação *Wtaver* no GetDP

```
// Defuzzificacao wtaver

Bbc1 []=3*R01 [] ;
Bbc2 []=3*R02 [] ;
Bbc3 []=3*R03 [] ;
Bbc4 []=3*R04 [] ;

R []= R01 [] + R02 [] + R03 [] + R04 [] + ... ;
Bbc [] =(Bbc1 []+Bbc2 []+Bbc3 []+Bbc4 []+ ... )/R [] ;
```

Figura 117 – Aplicação do Controlador no GetDP

```
Constraint {
{ Name SourceCurrentDensityZ ;
Case {
{ Region Bob1 ; Value Bb1 [];}
{ Region Bob2 ; Value Bb2 [];}
{ Region Bob3 ; Value Bb3 [];}
{ Region Bob4 ; Value Bb4 [];}
{ Region BobC ; Value Bbc [];}
}
}
}
```

Figura 118 – Sinal de Entrada no GetDP

```
ff [] = ( ($Time) >= 0.12 && ($Time) <= .2 ) ? 500 : 0.
;
```

Figura 119 – Formulação Mecânica Implementada no GetDP

```

Formulation{
{ Name Mechanical ; Type FemEquation ;
Quantity{
{ Name V ; Type Global ; NameOfSpace Velocity [V] ;
}
{ Name P ; Type Global ; NameOfSpace Position [P] ;
}
{ Name Er ; Type Global ; NameOfSpace SomaForcas [
Fsoma] ; }
}
Equation{
GlobalTerm {NeverDt [Dof{Fsoma},{Fsoma}] ; In
DomainKin ; }
GlobalTerm { [Fsol[],{Fsoma} ] ; In
DomainKin ; }
GlobalTerm { [-Fmag,{Fsoma} ] ; In
DomainKin ; }
GlobalTerm { [Peso,{Fsoma} ] ; In
DomainKin ; }

GlobalTerm { DtDof [ Dof{V} , {V} ] ; In DomainKin ;
}
GlobalTerm { [-(1/mm)*Dof{Fsoma},{V} ] ; In
DomainKin ; }

GlobalTerm { DtDof [ Dof{P} , {P} ] ; In DomainKin ;
}
GlobalTerm { [-Dof{V},{P} ] ; In DomainKin ;
}
}
}
}

```

Figura 120 – Inicialização dos Valores Estimados do Fluxo e Torque

```

Function{
fluxo_s []=($Time==0)?0:#98;
Te_s []=($Time==0)?0:#97;}

```

Figura 121 – Restrições do Fluxo Alfa e Beta

```

Constraint{
{Name Ctrlalfa;
Case{
{Region DomainKin; Type Init; Value 0.##95;}}
}}

{Name Ctrlbeta;
Case{
{Region DomainKin; Type Init; Value 0.##96;}}
}}
}

```

Figura 122 – Funções de Espaço Fluxo Alfa e Beta

```

FunctionSpace{
{Name Controlalfa; Type Scalar;
BasisFunction{
{Name sr ; NameOfCoef ir; Function BF_Region;
Support DomainKin; Entity DomainKin;}}
GlobalQuantity{
{Name fluxo_alfa; Type AliasOf ; NameOfCoef ir;}}
Constraint{
{NameOfCoef fluxo_alfa; EntityType Region;
NameOfConstraint Ctrlalfa;}}}

{Name Controlbeta; Type Scalar;
BasisFunction{
{Name sr; NameOfCoef ir; Function BF_Region;
Support DomainKin; Entity DomainKin;}}
GlobalQuantity{
{Name fluxo_beta; Type AliasOf ; NameOfCoef ir;}}
Constraint{
{NameOfCoef fluxo_beta; EntityType Region;
NameOfConstraint Ctrlbeta;}}}
}

```

Figura 123 – Formulação Mecânica: Fluxo Alfa e Beta

```

Formulation{
{Name Mechanical; Type FemEquation;
Quantity{
{Name V; Type Global; NameOfSpace Velocity [V];}
{Name P; Type Global; NameOfSpace Position [P];}

{Name fluxo_alfa; Type Global; NameOfSpace
    Controlalfa [fluxo_alfa];}
{Name fluxo_beta; Type Global; NameOfSpace
    Controlbeta [fluxo_beta];}
}

Equation{
GlobalTerm{DtDof[Inertia*Dof{V}, {V}]; In DomainKin
    };}
GlobalTerm{[ -Torque_mag[], {V} ]; In DomainKin;}

GlobalTerm { DtDof [ Dof{P}, {P} ]; In DomainKin;}
GlobalTerm {      [-Dof{V}, {P} ]; In DomainKin;}

GlobalTerm{DtDof[Dof{fluxo_alfa}, {fluxo_alfa}]; In
    DomainKin;}
GlobalTerm{[-(V_alfa[]-Rs*I_alfa[])], {fluxo_alfa}];
    In DomainKin;}

GlobalTerm{DtDof[Dof{fluxo_beta}, {fluxo_beta}]; In
    DomainKin;}
GlobalTerm{[-(V_beta[]-Rs*I_beta[])], {fluxo_beta}];
    In DomainKin;}
}
}}

```

Figura 124 – Transformada de Clarke Alfa e Beta

```

Function{
// Matriz da transformada de Clarke
Pab[] = Tensor[ 2/3,      -1/3,      -1/3,
0, 1/Sqrt[3], -1/Sqrt[3],
1/3,      1/3,      1/3];

Iab[]      = Pab[] * Vector[Ia[], Ib[], Ic[]];
Vab[]      = Pab[] * Vector[Va[], Vb[], Vc[]];

I_alfa[] = CompX[Iab[]]; I_beta[] = CompY[Iab[]];
V_alfa[] = CompX[Vab[]]; V_beta[] = CompY[Vab[]];}

```

Figura 125 – Pós-Cálculo: Estimação do Fluxo e Torque

```

PostProcessing{
{Name Mechanical; NameOfFormulation Mechanical;
PostQuantity{

{Name fluxo_s; Value{Term{[Sqrt[{(fluxo_alfa)}^2 +
({fluxo_beta)}^2]}; In DomainKin;}}}

{Name Te_s; Value{Term{Type Global; [(3/4)*
NbrPolesTot* (I_beta[]*{fluxo_alfa}-I_alfa[]*{
fluxo_beta})]; In DomainKin;}}}
}
}
}

```

Figura 126 – Pós-Cálculo: Ângulo do Fluxo Estimado

```

PostProcessing{
{ Name Mechanical ; NameOfFormulation Mechanical ;
PostQuantity {
{Name phi_s; Value{Term{[Atan2[{fluxo_beta},{
fluxo_alfa}]]}; In DomainKin;}}}
}}

```

Figura 127 – Função: Cálculo do Setor

```

Function{
s1[]=((phi_s[] >=-Pi/6)&&(phi_s[] < Pi/6)) ?1:0;
s2[]=((phi_s[] >= Pi/6)&&(phi_s[] < Pi/2)) ?2:0;
s3[]=((phi_s[] >= Pi/2)&&(phi_s[] < 5*Pi/6)) ?3:0;
s4[]=((phi_s[] >= 5*Pi/6)&&(phi_s[] < Pi)) || ((phi_s
[] < -5*Pi/6)&&(phi_s[] > -Pi)) ?4:0;
s5[]=((phi_s[] >= -5*Pi/6)&&(phi_s[] < -Pi/2)) ?5:0;
s6[]=((phi_s[] >= -Pi/2)&&(phi_s[] < -Pi/6)) ?6:0;

setor []=s1 []+s2 []+s3 []+s4 []+s5 []+s6 [];}

```



Figura 128 – Histerese do Fluxo no GetDP

```

Function{
flux_in=.83;
df=-1e-3;
contf []=($Time==0)?0:#69;

flux_comp [] = (flux_in-fluxo_s []>=df*flux_in)? 1:
(flux_in-fluxo_s []<=-df*flux_in)?0:contf [];

}

```

Figura 129 – Histerese do Fluxo no GetDP

```

Function{
Te_in=1.5;
dT=1e-2;
cont_T1 []=($Time==0)?0:#71;
cont_T2 []=($Time==0)?0:#72;

Te_comp1 [] = (Te_in []-Te_s []<=0)?0:
(Te_in []-Te_s []>=dT*Te_in [])?1:cont_T1 [];

Te_comp2 [] = (Te_in []-Te_s []>=0)?0:
(Te_in []-Te_s []<=-dT*Te_in [])?-1:cont_T2 [];

Te_h []=Te_h1 []+Te_h2 [];}

```

Figura 130 – Tabela de Chaveamento no GetDP

```

Function{
Index2 []=5-3*flux_h []-Te_h [];}

```

Figura 131 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sa no GetDP

```

Function{ Sa [] =
  (setor []==1&&(Index2 []==1)) ? 1 : (setor []==1&&(Index2
    []==2)) ? 1 :
  (setor []==1&&(Index2 []==3)) ? 1 : (setor []==1&&(Index2
    []==4)) ? 0 :
  (setor []==1&&(Index2 []==5)) ? 0 : (setor []==1&&(Index2
    []==6)) ? 0 :
  (setor []==2&&(Index2 []==1)) ? 0 : (setor []==2&&(Index2
    []==2)) ? 0 :
  (setor []==2&&(Index2 []==3)) ? 1 : (setor []==2&&(Index2
    []==4)) ? 0 :
  (setor []==2&&(Index2 []==5)) ? 1 : (setor []==2&&(Index2
    []==6)) ? 1 :
  (setor []==3&&(Index2 []==1)) ? 0 : (setor []==3&&(Index2
    []==2)) ? 1 :
  (setor []==3&&(Index2 []==3)) ? 1 : (setor []==3&&(Index2
    []==4)) ? 0 :
  (setor []==3&&(Index2 []==5)) ? 0 : (setor []==3&&(Index2
    []==6)) ? 1 :
  (setor []==4&&(Index2 []==1)) ? 0 : (setor []==4&&(Index2
    []==2)) ? 0 :
  (setor []==4&&(Index2 []==3)) ? 0 : (setor []==4&&(Index2
    []==4)) ? 1 :
  (setor []==4&&(Index2 []==5)) ? 1 : (setor []==4&&(Index2
    []==6)) ? 1 :
  (setor []==5&&(Index2 []==1)) ? 1 : (setor []==5&&(Index2
    []==2)) ? 1 :
  (setor []==5&&(Index2 []==3)) ? 0 : (setor []==5&&(Index2
    []==4)) ? 1 :
  (setor []==5&&(Index2 []==5)) ? 0 : (setor []==5&&(Index2
    []==6)) ? 0 :
  (setor []==6&&(Index2 []==1)) ? 1 : (setor []==6&&(Index2
    []==2)) ? 0 :
  (setor []==6&&(Index2 []==3)) ? 0 : (setor []==6&&(Index2
    []==4)) ? 1 :
  (setor []==6&&(Index2 []==5)) ? 1 : (setor []==6&&(Index2
    []==6)) ? 0 : 0; }

```

Figura 132 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sb no GetDP

```

Function{ Sb[] =
  (setor []==1&&(Index2 []==1)) ? 1 : (setor []==1&&(Index2
    []==2)) ? 1 :
  (setor []==1&&(Index2 []==3)) ? 0 : (setor []==1&&(Index2
    []==4)) ? 1 :
  (setor []==1&&(Index2 []==5)) ? 0 : (setor []==1&&(Index2
    []==6)) ? 0 :
  (setor []==2&&(Index2 []==1)) ? 1 : (setor []==2&&(Index2
    []==2)) ? 0 :
  (setor []==2&&(Index2 []==3)) ? 0 : (setor []==2&&(Index2
    []==4)) ? 1 :
  (setor []==2&&(Index2 []==5)) ? 1 : (setor []==2&&(Index2
    []==6)) ? 0 :
  (setor []==3&&(Index2 []==1)) ? 1 : (setor []==3&&(Index2
    []==2)) ? 1 :
  (setor []==3&&(Index2 []==3)) ? 1 : (setor []==3&&(Index2
    []==4)) ? 0 :
  (setor []==3&&(Index2 []==5)) ? 0 : (setor []==3&&(Index2
    []==6)) ? 0 :
  (setor []==4&&(Index2 []==1)) ? 0 : (setor []==4&&(Index2
    []==2)) ? 0 :
  (setor []==4&&(Index2 []==3)) ? 1 : (setor []==4&&(Index2
    []==4)) ? 0 :
  (setor []==4&&(Index2 []==5)) ? 1 : (setor []==4&&(Index2
    []==6)) ? 1 :
  (setor []==5&&(Index2 []==1)) ? 0 : (setor []==5&&(Index2
    []==2)) ? 1 :
  (setor []==5&&(Index2 []==3)) ? 1 : (setor []==5&&(Index2
    []==4)) ? 0 :
  (setor []==5&&(Index2 []==5)) ? 0 : (setor []==5&&(Index2
    []==6)) ? 1 :
  (setor []==6&&(Index2 []==1)) ? 0 : (setor []==6&&(Index2
    []==2)) ? 0 :
  (setor []==6&&(Index2 []==3)) ? 0 : (setor []==6&&(Index2
    []==4)) ? 1 :
  (setor []==6&&(Index2 []==5)) ? 1 : (setor []==6&&(Index2
    []==6)) ? 1 : 0; }

```

Figura 133 – Tabela de Chaveamento Ótimo: Comando Sc no GetDP

```

Function{ Sc [] =
  (setor [] == 1 && (Index2 [] == 1)) ? 0 : (setor [] == 1 && (Index2
    [] == 2)) ? 1 :
  (setor [] == 1 && (Index2 [] == 3)) ? 1 : (setor [] == 1 && (Index2
    [] == 4)) ? 0 :
  (setor [] == 1 && (Index2 [] == 5)) ? 0 : (setor [] == 1 && (Index2
    [] == 6)) ? 1 :
  (setor [] == 2 && (Index2 [] == 1)) ? 0 : (setor [] == 2 && (Index2
    [] == 2)) ? 0 :
  (setor [] == 2 && (Index2 [] == 3)) ? 0 : (setor [] == 2 && (Index2
    [] == 4)) ? 1 :
  (setor [] == 2 && (Index2 [] == 5)) ? 1 : (setor [] == 2 && (Index2
    [] == 6)) ? 1 :
  (setor [] == 3 && (Index2 [] == 1)) ? 1 : (setor [] == 3 && (Index2
    [] == 2)) ? 1 :
  (setor [] == 3 && (Index2 [] == 3)) ? 0 : (setor [] == 3 && (Index2
    [] == 4)) ? 1 :
  (setor [] == 3 && (Index2 [] == 5)) ? 0 : (setor [] == 3 && (Index2
    [] == 6)) ? 0 :
  (setor [] == 4 && (Index2 [] == 1)) ? 1 : (setor [] == 4 && (Index2
    [] == 2)) ? 0 :
  (setor [] == 4 && (Index2 [] == 3)) ? 0 : (setor [] == 4 && (Index2
    [] == 4)) ? 1 :
  (setor [] == 4 && (Index2 [] == 5)) ? 1 : (setor [] == 4 && (Index2
    [] == 6)) ? 0 :
  (setor [] == 5 && (Index2 [] == 1)) ? 1 : (setor [] == 5 && (Index2
    [] == 2)) ? 1 :
  (setor [] == 5 && (Index2 [] == 3)) ? 1 : (setor [] == 5 && (Index2
    [] == 4)) ? 0 :
  (setor [] == 5 && (Index2 [] == 5)) ? 0 : (setor [] == 5 && (Index2
    [] == 6)) ? 0 :
  (setor [] == 6 && (Index2 [] == 1)) ? 0 : (setor [] == 6 && (Index2
    [] == 2)) ? 0 :
  (setor [] == 6 && (Index2 [] == 3)) ? 1 : (setor [] == 6 && (Index2
    [] == 4)) ? 0 :
  (setor [] == 6 && (Index2 [] == 5)) ? 1 : (setor [] == 6 && (Index2
    [] == 6)) ? 1 : 0; }

```

Figura 134 – Aplicação dos Comandos no GetDP

```

Function{
ref=0.5; Vdc=VV;
// Circuito do inversor
V_A0 []=(Sa []>=ref)*Vdc/2 + (Sa []<ref)*-Vdc/2 ;
V_B0 []=(Sb []>=ref)*Vdc/2 + (Sb []<ref)*-Vdc/2 ;
V_C0 []=(Sc []>=ref)*Vdc/2 + (Sc []<ref)*-Vdc/2 ;

// Tensao de linha
V_AB []=V_A0 [] - V_B0 [] ;
V_BC []=V_B0 [] - V_C0 [] ;
V_CA []=V_C0 [] - V_A0 [] ;

// Tensao Neutro
V_Nn []=(V_A0 []+V_B0 []+V_C0 [])/3;

// Tensao por fase
Va []=2/3*V_A0 [] -1/3*(V_B0 []+V_C0 [])
Vb []=2/3*V_B0 [] -1/3*(V_A0 []+V_C0 []);
Vc []=2/3*V_C0 [] -1/3*(V_A0 []+V_B0 []);
}

```

Figura 135 – Inicialização das Variáveis do Controle de Velocidade no GetDP

```

Function{
sat_in []=($Time==0)?0:#35;
kgain=10;
Ti=1.574;
wr=20;
}

```

Figura 136 – Restrições do Controle de Velocidade no GetDP

```

Constraint {
{ Name Ctrl_err ;
Case {
{ Region DomainKin ; Type Init ; Value 0;}}}

{ Name Ctrl_int ;
Case {
{ Region DomainKin ; Type Init ; Value 0;}}}
}

```

Figura 137 – Funções de Espaço do Controle de Velocidade no GetDP

```
FunctionSpace{
{Name Control_err; Type Scalar;
BasisFunction{
{Name sr; NameOfCoef ir; Function BF_Region;
Support DomainKin; Entity DomainKin;}}
GlobalQuantity{
{Name err; Type AliasOf; NameOfCoef ir;}}
Constraint{
{NameOfCoef err; EntityType Region; NameOfConstraint
Ctrl_err;}}}

{Name Control_int; Type Scalar;
BasisFunction{
{Name sr; NameOfCoef ir; Function BF_Region;
Support DomainKin ; Entity DomainKin
;}}
GlobalQuantity{
{Name int; Type AliasOf ; NameOfCoef ir;}}
Constraint{
{NameOfCoef int; EntityType Region; NameOfConstraint
Ctrl_int;}}}}
```

Figura 138 – Controle de Velocidade na Formulação Mecânica do GetDP

```

Formulation{
{Name Mechanical; Type FemEquation;
Quantity{
{Name V;    Type Global; NameOfSpace Velocity [V];}
{Name P;    Type Global; NameOfSpace Position [P];}
{Name err;  Type Global; NameOfSpace Control_err [err
    ];}
{Name int;  Type Global; NameOfSpace Control_int [int
    ];}}
Equation{
GlobalTerm{DtDof[Inertia*Dof{V}, {V}]; In DomainKin
    };}
GlobalTerm{[ -Torque_mag[],      {V}]; In DomainKin
    };}

GlobalTerm{DtDof[Dof{P}, {P}];          In DomainKin;}}
GlobalTerm{      [-Dof{V}, {P}];          In DomainKin;}}

GlobalTerm{NeverDt[Dof{err}, {err}]; In DomainKin;}}
GlobalTerm{[(-(wr)), {err} ];          In DomainKin;}}
GlobalTerm{[(-(-Dof{V})), {err}];      In DomainKin;}}

GlobalTerm{DtDof[Dof{int}, {int}];      In DomainKin;}}
GlobalTerm{[-Dof{err}*(1/Ti),{int}]; In DomainKin
    ;}}}}

```

Figura 139 – Controle de velocidade: Pós-Cálculo Formulação Mecânica do GetDP

```

PostProcessing{

Name Mechanical; NameOfFormulation Mechanical;

PostQuantity{

{Name sat_in; Value{Term{[{int}]+{err}*kgain]; In
    DomainKin;}}
}}
}}

```

Figura 140 – Controle de Velocidade: Função de Saturação de Entrada do Controlador DTC no GetDP

```
Function{
Te_in2 []= (sat_in []>dTe*Te_in)?dTe*Te_in :
(sat_in []<-dTe*Te_in)?-dTe*Te_in:sat_in[];
}
```

Figura 141 – Inicialização das Funções de Pertinência no GetDP - 1

```
Function{
///// Triangular
MFTria []=( $1<$2)?0 : ( $2<=$1 && $1<=$3)?($1-$2)/($3-$2): ($3<$1 && $1<=$4)?($4-$1)/($4-$3):($4<$1)?0:0;
///// Trapezoidal
MFTrap []=( $1<$2)?0 : ( $2<=$1 && $1<$3)?($1-$2)/($3-$2): ($3<=$1 && $1<=$4)?1 :($4<$1 && $1<=$5)?($5-$1)/($5-$4):($5<$1)?0:0;
///// Funcao sino
gbellMF []=1/(1+Fabs [((($1-$4)/$2)^(2*$3))]);
///// Gaussiana
gaussMF []=Exp [((-($1-$3)^2) / (2 * $2^2))];
///// Sigmoid
sigMf []=1/(1+Exp [-$2*($1-$3)]);
///// Diferenca de duas Sigmoid
dsigMF []=(1/(1+Exp [-$2*($1-$3)])) -(1/(1+Exp [-$4*($1-$5)]));
///// Produto de duas Sigmoid
psigMf []=(1/(1+Exp [-$2*($1-$3)])) *(1/(1+Exp [-$4*($1-$5)]));
///// Pi-forma
piMF []=($2>$1)?0:($2<=$1 && $1<((($2+$3)/2)))?2*(((($1-$2)/($3-$2))^2):
(((($2+$3)/2)<=$1 && $1<=$3)?(1-2*(((($1-$3)/($3-$2))^2))):($3<$1 && $1<=$4)?1:($4<=$1 && $1<((($4+$5)/2)))?
(1-(2*(((($1-$4)/($5-$4))^2))):(((($4+$5)/2)<=$1 && $1<=$5)?(2*(((($1-$5)/($5-$4))^2))):($1>$5)?0:0;
```



Figura 142 – Inicialização das Funções de Pertinência no GetDP - 2

```

//// S-forma
sMF[] = ($2 > $1) ? 0 : ($2 <= $1 && $1 < ((($2+$3)/2)) ? 2 * (((($1-$2)/($3-$2))^2) :
(((($2+$3)/2) <= $1 && $1 <= $3) ? (1-2 * (((($1-$3)/($3-$2))^2)) :
($1 > $3) ? 1 : 0;
//// Z-forma
zMF[] = ($2 > $1) ? 1 : ($2 <= $1 && $1 < ((($2+$3)/2)) ?
(1-2 * (((($1-$2)/($3-$2))^2)) : (((($2+$3)/2) <= $1 && $1 <=
$3) ?
2 * (((($1-$3)/($3-$2))^2) : ($1 > $3) ? 0 : 0;
//// Gaussiana de segunda ordem
gauss2MF[] = (($1 > $3) && ($1 <= $5)) ? 1 : ($1 <= $3) ?
Exp[((( - ($1-$3))^2) / (2 * $2^2))] : ($1 > $5) ?
Exp[((( - ($1-$5))^2) / (2 * $4^2))] : 0;
}

```

Figura 143 – Inicialização das Funções de Pertinência do Fluxo

```

N_flux[] = MFTrap[e_flux[], -20, -10, -df*flux_in[], 0];
Z_flux[] = MFTriang[e_flux[], -df*flux_in[], 0, df*flux_in
[]];
P_flux[] = MFTrap[e_flux[], 0, df*flux_in[], 10, 20];

```

Figura 144 – Operadores Fuzzy

```

Min[] = $1 < $2 ? $1 : $2;
Max[] = $1 > $2 ? $1 : $2;
Probor[] = $1+$2-$1*$2;
Prod[] = $1*$2;
Sum[] = $1+$2;

```

Figura 145 – Regras Fuzzy - Operadores

```

Rd01[] = Min[Min[P_flux[], P1_T[]], St1[]];
Rd02[] = Min[Min[P_flux[], P1_T[]], St1[]];
Rd03[] = Min[Min[P_flux[], Z_T[]], St1[]];

```

Figura 146 – Função de Pertinência da Saída e Implicação - GetDP

```

For iii In {1:ivmax}
foutd~{iii}=iii;

Vf1~{iii}[]=(foutd~{iii}==1)?1:0;
Vf2~{iii}[]=(foutd~{iii}==2)?1:0;
Vf3~{iii}[]=(foutd~{iii}==3)?1:0;
Vf4~{iii}[]=(foutd~{iii}==4)?1:0;
Vf5~{iii}[]=(foutd~{iii}==5)?1:0;
Vf6~{iii}[]=(foutd~{iii}==6)?1:0;
Vf7~{iii}[]=(foutd~{iii}==7)?1:0;
Vf8~{iii}[]=(foutd~{iii}==8)?1:0;

Id~{01}~{iii}[]=Min[Rd01[],Vf2~{iii}[]];
Id~{02}~{iii}[]=Min[Rd02[],Vf2~{iii}[]];
Id~{03}~{iii}[]=Min[Rd03[],Vf8~{iii}[]];
EndFor

```

Figura 147 – Agregação DTC - GetDP

```

Agregd~{0}~{iii}[]=0;
For iiip In {1:rdmax}
Agregd~{iiip}~{iii}[]=Max[Id~{iiip}~{iii}[],Agregd~{
    iiip-1}~{iii}[]];
EndFor

```

Figura 148 – Defuzzificação DTC - GetDP

```

lom~{0}[]=0;

For iii In {1:ivmax}
lom~{iii}[]=(Agregd~{rdmax}~{iii}[]==Dmax~{ivmax}[])
    ?foutd~{iii}: lom~{iii-1}[];
EndFor

```

Figura 149 – Escolha do Método de Defuzzificação - GetDP

```

Function{
DefineConstant[
Defuzzific = {
2,  Choices{1="centroide", 2="bisector", 3="mom",4="
som",5="lom"},Label "Defuzzific", Name "Input/40
Defuzzific"
}
];
}

```

Figura 150 – Defuzzificação - GetDP

```

sum1~{0}[]=0;
area1~{0}[]=0;
Dmax1~{0}[]=0;
iimax=101;
For ii In {1:iimax}

sum1~{ii}[]=Agreg~{rmax}~{ii}[]*fout~{ii}+sum1~{ii
-1}[];
area1~{ii}[]=Agreg~{rmax}~{ii}[]+area1~{ii-1}[];
Dmax1~{ii}[]=Max[Agreg~{rmax}~{ii}[],Dmax1~{ii
-1}[]];

EndFor

```

Figura 151 – Defuzzificação Centroide - GetDP

```

coai[]=sum1~{iimax}[]/area1~{iimax}[];

```

Figura 152 – Defuzzificação Bissetor, SOM e LOM - GetDP

```

lom1~{0}[]=0;
som1~{0}[]=0;
boa1~{0}[]=0;

For ii In {1:iimax}

boa1~{ii}[]=(area1~{ii}[]<=(area1~{iimax}[])/2)?fout
~{ii}:boa1~{ii-1}[];
som1~{ii}[]=((Agreg~{rmax}~{ii}[]==Dmax1~{iimax}[]))
&&! (Agreg~{rmax}~{ii}[]==Agreg~{rmax}~{ii-1}[]))
?fout~{ii}:som1~{ii-1}[];
lom1~{ii}[]=(Agreg~{rmax}~{ii}[]==Dmax1~{iimax}[])?
fout~{ii}:lom1~{ii-1}[];
EndFor

```

Figura 153 – Defuzzificação MOM - GetDP - Parte 1

```

mom1 []=(lom1~{iimax}[]+som1~{iimax}[])/2;

```

Figura 154 – Resposta da Defuzzificação- GetDP

```

Deff []=(Defuzzific==1)?coa1 []:(Defuzzific==2)?boa1~{
iimax} []:(Defuzzific==3)?mom1 []:(Defuzzific==4)?
som1~{iimax} []:(Defuzzific==5)?lom1~{iimax} []:0;

```

Figura 155 – Defuzzificação MOM - GetDP

```

DefineConstant [
controle={4, Choices {0="None", 1="DTC", 2="speed_DTC",
3="speed_windup", 4="Fuzzy"}, Label "controle",
Name "Input/36controle" } ];

DefineConstant [
Flag_DTC_type={4, Choices {0="normal", 1="30-avancado",
2="12-index6", 3="12-index15", 4="Fuzzy-dtc",
5="12-inversor-3niveis"}, Label "DTC-Type",
Name "Input/37DTC-Type" }];

```

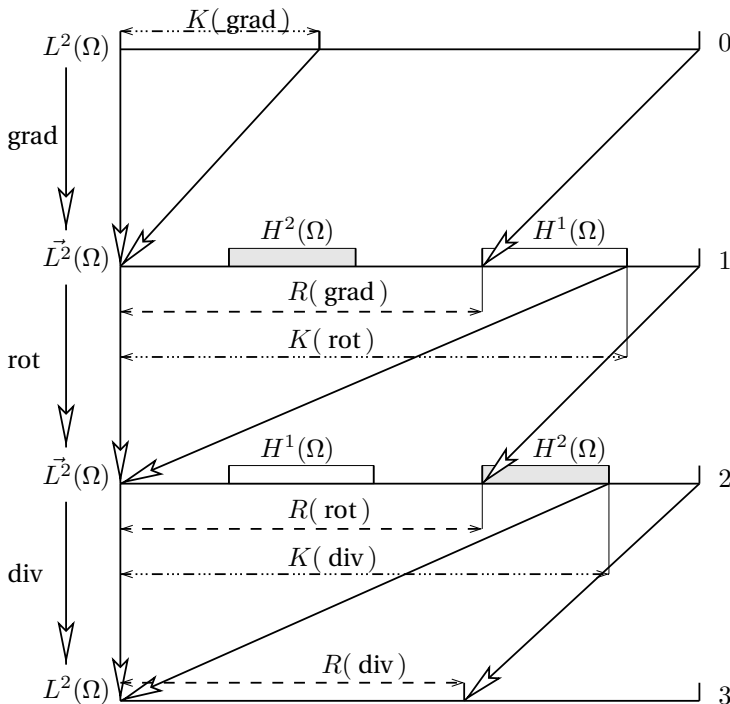
# Anexos



# ANEXO A – DECOMPOSIÇÃO DE HELMHOLTZ

O espaço do quadrado da integral de um escalar  $L(\Omega)^2$  e os campos vetoriais  $\vec{L}^2(\Omega)$  são espaços onde são resolvidas as equações de Maxwell. A fim de construir formulações para domínios topologicamente não triviais, a decomposição de Helmholtz de  $\vec{L}^2(\Omega)$  em uma soma direta dos cinco subespaços mutualmente ortogonais é de grande importância. Esta decomposição é utilizada para ter uma visão geral ou para uma análise das implicações, no caso de formulações eletromagnéticas (GEUZAIN, 2001).

Figura 156 – Complexo De Rham em Três Dimensões sobre  $\Omega$  - Domínio, Alcance e Núcleo de Operadores **grad**, **rot** e **div**



Os subespaços são bastante utilizados na elaboração das formulações contínuas e na discretização, estão sendo representados no segundo e terceiro nível da [Figura 156](#), que descreve o domínio, o espaço nulo e o alcance dos três operadores diferenciais das equações de Maxwell ( $\text{grad}$ ,  $\text{rot}$  e  $\text{div}$ ). Os espaços  $L(\Omega)^2$  e  $\tilde{L}^2(\Omega)$  são representados pelo eixo horizontal nos quatros níveis (0, 1, 2 e 3 para  $L(\Omega)^2$ ,  $\tilde{L}^2(\Omega)$ ,  $\tilde{L}^2(\Omega)$  e  $L(\Omega)^2$  respectivamente), e alguns de seus subespaços são representados pela sub-divisão destes eixos (o eixo do nível 2 deve ser lido da direita para esquerda). As flechas correspondem à aplicação dos operadores ( $\text{grad}$ ,  $\text{rot}$  e  $\text{div}$ ), dependendo do nível, ou seja, um subespaço localizado entre as duas origens da flecha tem o operador associado, o subespaço localizado entre as pontas destas flechas ([SABARIEGO, 2004](#); [GEUZAIN, 2001](#); [BOSSAVIT, 1998](#)).

Os dois subespaços mostrados na [Figura 156](#) são:

$$H^1(\Omega) = \left\{ \vec{u} \in \tilde{L}^2(\Omega) : \text{rot } \vec{u} = 0, \text{div } \vec{u} = 0, \vec{n} \cdot \vec{u} \Big|_{\Gamma} = 0 \right\}, \quad (\text{A.1})$$

$$H^2(\Omega) = \left\{ \vec{u} \in \tilde{L}^2(\Omega) : \text{rot } \vec{u} = 0, \text{div } \vec{u} = 0, \vec{n} \times \vec{u} \Big|_{\Gamma} = 0 \right\}. \quad (\text{A.2})$$

$H^1$  é um conjunto de elementos que tem o rotacional igual a zero, mas não são gradientes. A dimensão de  $H^1$  é  $l$ , o número de voltas em  $\Omega$ . Este número é finito, e é igual ao número de cortes  $\sum_i, i = 1, \dots, l$  em  $\Omega$ .

$H^2$  é um conjunto de elementos que tem o divergente igual a zero, mas não são rotacionais. A dimensão de  $H^2$  é  $c$  também é finita e igual ao número de cavidades em  $\Omega$ .



# ANEXO B – GMSH / GETDP

## B.1 GMSH

Gmsh é um pré e pós-processador e é estruturado em três módulos: geometria, malhador e o pós-processador. A entrada de dados para os módulos pode ser feita de forma interativa utilizando a interface gráfica ou em arquivos de texto ASCII na própria linguagem de script do GMSH (GEUZAINÉ; REMACLE, 2009).

### B.1.1 Geometria

O Gmsh descreve as geometrias utilizando a representação por fronteiras, nas quais os modelos são criados de forma sucessiva. Primeiro escreve-se os pontos da geometria, em seguida as linhas que os ligam (estes pontos da geometria desenhada). Estas linhas podem ser segmentos de reta, círculos, elipse, spline, etc. Para criar uma superfície ou um volume, deve-se primeiro informar as linhas que pertence a esta superfície através da função *LineLoop*. Por último, são criados os grupos físicos. Esses grupos físicos podem ser pontos, superfícies e linhas, que tem como propósito reunir os elementos da geometria em grupos maiores. A cada ponto, linha, superfície, ou volume físico deve ser atribuído um único número de identificação (GEUZAINÉ; REMACLE, 2009).

### B.1.2 Malha

O módulo de malha do GMSH possui algoritmos 1D, 2D e 3D. A malha de elementos finitos é determinada por um subconjunto do espaço através dos elementos geométricos elementares de formas variadas (linhas, triângulos, quadrângulos, tetraedros, prismas, pirâmides e hexaedros), dispostos de maneira que só se cruzem ao longo de uma face, uma aresta ou um nó.

A geração da malha é realizada em ordem, da mesma forma que na geometria. Em primeiro lugar as linhas são discretizadas, sua malha é utilizada para malhar as superfícies e as malhas das superfícies são usadas para malhar os volumes. Nesse processo, a malha de um elemento é unicamente restrita pela malha da sua fronteira. Por exemplo, em três dimensões, os triângulos que discretizam uma superfície são forçados a serem a face dos tetraedros na malha 3D final somente se

a superfície fizer parte da fronteira de um volume. Os elementos de uma linha que discretizam uma curva são forçados a serem fronteira de tetraedros na malha 3D final, somente se a curva for parte da fronteira de uma superfície e essa for parte da fronteira de um volume. Um nó que discretiza um ponto no meio de um volume é forçado a ser um vértice de um tetraedro na malha 3D final, apenas se esse ponto fizer parte de uma curva, e ela for parte da fronteira de uma superfície, o qual faz parte da fronteira de um volume. Assim, assegura-se a conformidade da malha mesmo quando duas superfícies compartilham uma mesma linha. Toda malha é restrita pelo tamanho do elemento a ser discretizado. Seu tamanho pode ser uniforme, sendo especificado pelos valores associados aos pontos da geometria (GEUZAINÉ; REMACLE, 2009).

### B.1.3 Solver

O *solver* padrão utilizado no GMSH é o GetDP, mas o GMSH possibilita a utilização de outros solver através da interface ONELAB.

### B.1.4 Pós-Processamento

O Gmsh pode ler e manipular múltiplos pós-processamentos: escalares, vetoriais ou tensoriais com a geometria e/ou a malha. Grandezas escalares são representadas por linhas, superfícies ou mapas de cor, enquanto os campos vetoriais são representados por flechas tridimensionais ou mapas de deslocamento. As funções de pós-processamento podem ser acessadas interativamente ou através de arquivos (GEUZAINÉ; REMACLE, 2009).

## B.2 GETDP

O GetDP é um software utilizado na solução numérica de equações diferenciais, integrais e também no tratamento de problemas discretos através do método dos resíduos ponderados, sendo possível calcular problemas físicos como: eletromagnéticos, térmicos, mecânicos, acústicos, etc., em várias dimensões (1D, 2D ou 3D) e estados de tempo (estático, transitório ou harmônico).

A programação ou a estrutura de definição do problema segue a seguinte ordem, primeiro define-se os dados particulares de um problema, como a geometria, características físicas e condições de contorno (*Group*, *Function* e *Constraint*). Em seguida, define-se o método de resolução, como incógnitas, equações e objetos relaciona-

dos (*Jacobian, Integration, FunctionSpace, Formulation, Resolution e PostProcessing*). O ciclo de processamento termina com a apresentação dos resultados (DULAR; GEUZAINÉ, 2014).

### B.2.1 Grupo (*Group*)

Os grupos de entidades geométricas de vários tipos podem ser definidos, com base na malha definida no *software* Gmsh. As entidades são as regiões e as funções de grupos que definem listas de entidades geométricas, por exemplo, os nós de elementos nodais, bordas para os elementos de fronteira, grupos de nós para potenciais flutuantes, elementos de um lado de uma superfície de cortes, etc.

### B.2.2 Função (*Function*)

A função definida pode ser global, no espaço ou em grupos definidos em uma região. A característica física é um exemplo de uma função definida, por exemplo, permeabilidade magnética, condutividade elétrica, etc., e pode ser simplesmente uma constante, para materiais lineares, ou uma função de um ou vários argumentos para materiais não lineares. Tais funções podem depender de coordenadas espaciais, sendo necessário expressar restrições complexas.

### B.2.3 Restrição (*Constraint*)

As restrições podem ser referidas em objetos da *FunctionSpace* a serem usados para condições de contorno, imposição de quantidades globais ou para inicializar quantidades. Outras restrições também podem ser definidas, por exemplo, as restrições do tipo de rede para a definição das conexões do circuito, a ser utilizado em objetos da *Formulation*).

### B.2.4 Função de Espaço (*FunctionSpace*)

A *FunctionSpace* é caracterizada pelo tipo dos campos interpolados, por uma ou várias funções de base e pelas restrições opcionais (no espaço e no tempo). Os subespaços podem ser associados às quantidades globais, por exemplo, potencial flutuante, carga elétrica, corrente, tensão, força magnetomotriz, etc. Essas funções são definidas por subconjuntos das funções adicionadas, caracterizado por associar as funções para avaliação, para uma definição de apoio e para um conjunto de apoio associado à geometria, por exemplo, nós, arestas, faces, volumes,

grupos de nós, etc. A liberdade na definição de diversos tipos de funções, associados a diferentes geometrias, permite construir espaços funcionais feitos sob medida, adaptados a uma ampla variedade de aproximações de campo.

### B.2.5 Jacobiano (*Jacobian*)

O Método Jacobiano pode ser referenciado nos objetos da Formulação e do Pós-Cálculo utilizados no cálculo dos termos de integral e nas mudanças de coordenadas. São baseados em objetos de grupo e definem as transformações geométricas aplicadas aos elementos de referência (linhas, triângulos, quadriláteros, tetraedros, prismas, hexaedros, etc.). Além de linha clássica, de superfície e de volume Jacobiano, o objeto Jacobiano permite também construir vários métodos de transformação como a transformação axissimétrica (DULAR; GEUZAINÉ, 2014).

### B.2.6 Integração (*Integration*)

Vários métodos de integração numérica ou analítica podem ser atribuídos nos objetos da Formulação e do Pós-Cálculo utilizados no cálculo dos termos integrais, cada um com um conjunto de opções particulares como: o número de pontos de integração para os métodos de quadratura, a definição de transformações para integrações singulares, etc. A escolha dos métodos de integração pode ser feita de acordo com um critério, por exemplo, na ordem de interpolação, em um erro de estimação, sobre a proximidade entre a origem e os cálculos dos pontos em formulações de integrais, etc. (DULAR; GEUZAINÉ, 2014).

### B.2.7 Formulação (*Formulation*)

Na Formulação pode-se lidar com as superfícies, os volumes e as integrais de linha com muitos tipos de densidades. Escreve-se de uma forma que é semelhante às suas expressões simbólicas, permitindo vários tipos de matrizes elementares, por exemplo, com escalar ou vetores, anisotropias, não linearidades, derivadas temporais, várias funções de teste, etc. Quando os casos de características físicas não lineares são considerados, os argumentos são simplesmente usados nas funções associadas. Os campos envolvidos em cada formulação são declarados como pertencentes às definições de *functionspaces*. A formulação é caracterizada pelo seu tipo, as quantidades envolvidas (local, global ou tipo integral) e uma lista de termos das equações locais ou globais (DULAR; GEUZAINÉ, 2014).

### B.2.8 Resolução (*Resolution*)

O objeto *Resolution* define todas as operações a serem realizadas nas equações especificadas em um conjunto de formulações, a fim de obter uma solução para o problema discreto. Essas operações incluem: a geração e a solução de um dado sistema linear, resoluções multi-harmônicas, problemas acoplados como: eletro-mecânico e magneto-térmico.

### B.2.9 Pós-Cálculo (*Post-Processing*)

O objeto Pós-Cálculo baseia-se nas quantidades definidas na formulação e permite a construção de qualquer quantidade de interesse definida.

### B.2.10 Pós-Processamento (*PostOperation*)

No Pós-Processamento visualiza-se os resultados obtidos no GetDP. Várias operações elementares sobre as quantidades de pós-processamento são definidas e os resultados são exibidos em vários formatos de arquivos ou na tela do Gmsh.